Introdução à Eletrônica F 540

Carlos H. de Brito Cruz
Instituto de Física "Gleb Wataghin"
Unicamp
http://www.ifi.unicamp.br/~brito

Notas de aula utilizadas de 1984 a 1992 para a disciplina F 540

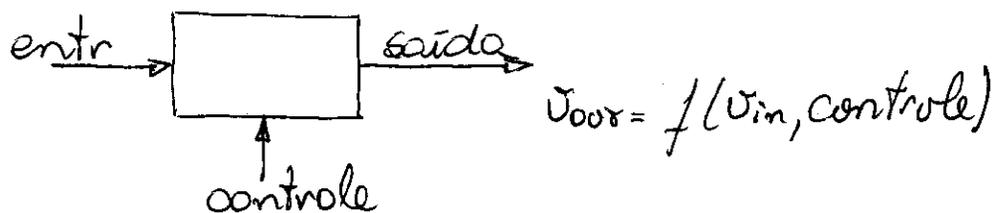
F-540 - Métodos da Física Experimental - 1°Sem84
1º aula - 12/3
Organização do curso - 16 aulas (± 1)
Introdução
Semicondutores
Diodos
Transistores
Ampliador Operacional
Circuitos Integrados
Aplicações

Bibliografia
a) Integrated Electronics - Millman & Halkias - McGraw-Hill
a') Eletronica - vol. 1 & 2 - Millman & Halkias - McGraw-Hill
b) Eletronica Básica - J. Brophy - Guanabara 2
c) Electronic Fundamentals and Applications: for Engineers and Scientists - Millman & Halkias - Mc Graw Hill.

Circuitos Eletronicos
- elementos passivos - R, L, C

$$\left.\begin{array}{l} V = RI \\ I = C\, dV/dt \\ V = L\, dI/dt \end{array}\right\} \text{lineares}$$

diodo - não linear

- elementos ativos: saída é função da entrada e de parametros

{ transistores
{ válvulas

<u>base do elemento ativo</u>: capacidade de controlar a resistividade (ou condutividade) através de um sinal elétrico

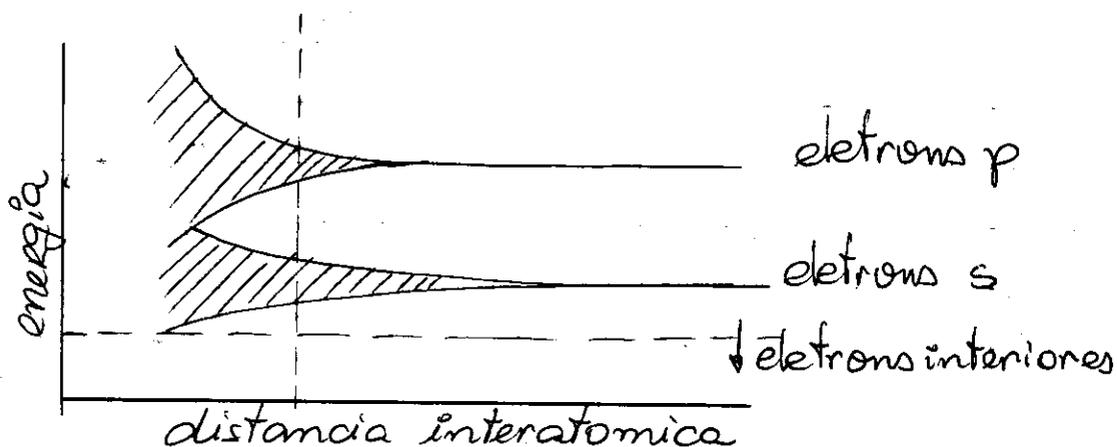
1. <u>Semicondutores</u>

a) Teoria de bandas de energia em sólidos

- elétrons num átomo só podem ocupar determinados níveis de energia discretos
  - átomo de Bohr
  - princípio de Pauli
  - teoria quântica

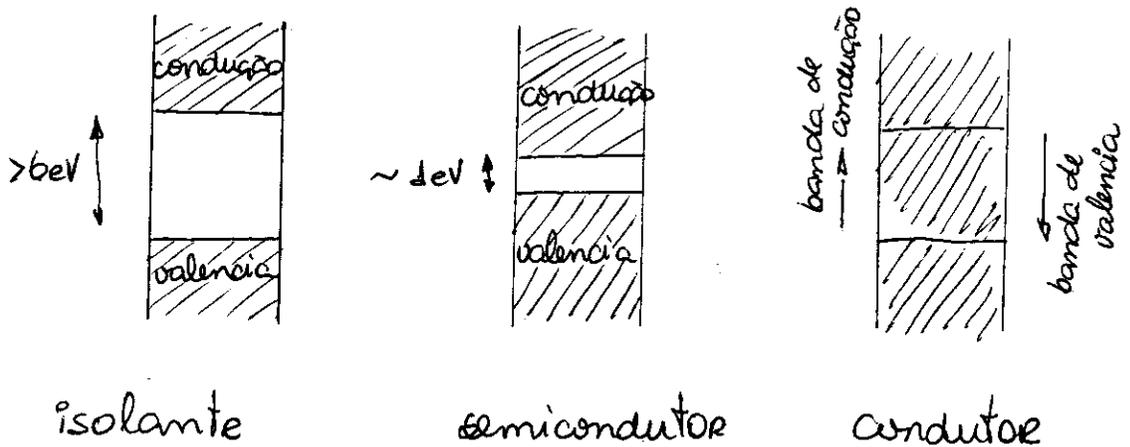
- quando dois atomos se aproximam numa ligação química os níveis de energia dos elétrons exteriores se alteram devido à interação entre os campos dos

dois átomos

- num cristal o grande número de átomos que interage faz com que os níveis de energia dos elétrons externos se transformem num contínuo de níveis de energia muito próximos ⟹ BANDAS DE ENERGIAS PERMITIDAS.

C, Si, Ge, Sn } ns^2np^2 4 elétrons na última camada

- a configuração destas bandas de energia vai determinar as propriedades eletrônicas do material

isolantes
semicondutores
condutores

- para condução de eletricidade os elétrons devem absorver energia do campo elétrico aplicado e para que isto seja possível deve haver níveis de energia desocupados para onde ele possa ser promovido.

a) isolante - a última banda cheia, a de valencia, é separada por uma região proibida de $E_g \gtrsim 6eV$ da próxima banda, a de condução. Assim os eletrons não podem interagir com o campo elé-trico externo e não há condução

b) condutor - as bandas se justapoem, de modo que não há região proibida.

c) semicondutor - a região proibida é estreita, típicamente ~1eV de modo que à tempera-tura ambiente há alguns eletrons promovidos da banda de valencia para a de condução. Estes deixam níveis livres na banda de va-

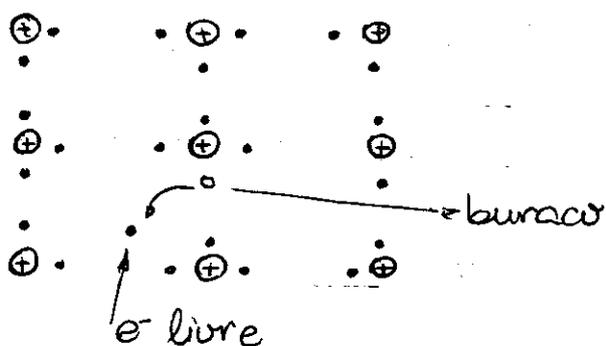
lência, de modo que também os elétrons da banda de valência podem ser promovidos.
Há portanto dois tipos de portadores de carga:

elétrons na banda de condução (livres)
elétrons na banda de valência (ligados)

b) Elétron e buracos

Ge, Si, C → 4 elétrons na última camada, portanto formam entre si ligação covalente tetravalente. Os elétrons livres para condução resultam do fato que algumas das ligações no cristal são quebradas pela energia térmica dos elétrons à temperatura ambiente

$E = kT = 8{,}6 \times 10^{-5}\,eV \cdot T$

$T = 300\,K \qquad E \sim 27\,meV$ (média)

← buraco

e^- livre

densidade de elétrons livres – n
densidade de buracos criados – p

$n = p$ → semicondutor intrínseco
$n \cdot p = n_i^2$ → depende de T

– dopantes: pode-se controlar o número de elétrons livres $\underline{n}$ ou buracos $\underline{p}$ usando-se a inserção de átomos dopantes na rede cristalina

aceitadores: átomos com 3 elétrons na última camada – B, Ga, In

doadores: átomos com 5 elétrons na última camada – P, As, Sb

aceitadores: aumenta $\underline{p}$ e reduz $\underline{n}$ ($n \cdot p = cte$)
→ semicondutor tipo P

doadores: aumenta $\underline{n}$ e reduz $\underline{p}$ – tipo N

c) Fenomenos de transporte

– elétrons livres conduzem como num metal → gás de elétrons: elétrons em movimento aleatório colidindo com os átomos da rede e se deslocando com velocidade média (deriva) $\underline{v}$ devido ao campo elétrico externo

tempo entre colisões: T_c

aceleração: $a = \frac{qE}{m}$

velocidade média – $v = \frac{a T_c}{2} = \frac{q E T_c}{2m}$

$$\boxed{v = \mu E}$$ μ: mobilidade $\left(\frac{m^2}{sV}\right)$

$T = 300\,K$ $\quad v_T = 97439\, m/s$

$T_c \sim \frac{\ell}{v_T} = \frac{1}{v_T \sqrt[3]{n}} \sim 2{,}8 \times 10^{-15}\, s$

$\mu \sim \frac{q T_c}{2m} \sim 3 \times 10^{-4} \frac{m^2}{sV}$

- densidade de corrente

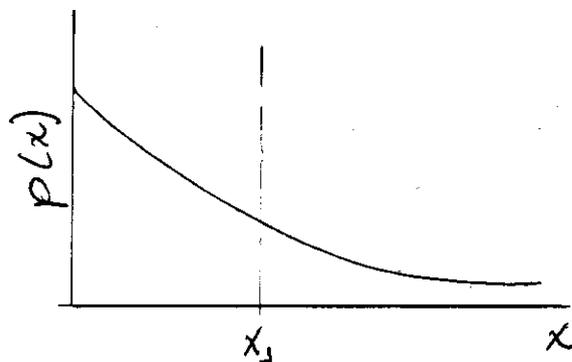
$$J = nqv$$
$$J = nq\mu E$$
$$\boxed{n\mu q = \sigma} \quad \text{condutividade } ((\Omega \times m)^{-1})$$

- no semicondutor

$$J = J_{el} + J_{bur}$$
$$J = (n\mu_e + p\mu_b)qE$$
$$\boxed{\sigma = (n\mu_e + p\mu_b)q}$$

propriedade	Ge	Si
nº atomico	32	14
peso atomico	72,6	28,1
densidade (g/cm^3)	5,32	2,33
constante dielétrica (ϵ_r)	16	12
atomos / cm^3	$4,4 \times 10^{22}$	$5,0 \times 10^{22}$
E_{GAP} (0°K) (eV)	0,785	1,21
E_G (300°K) (eV)	0,72	1,1
n_i (300°K) (cm^{-3})	$2,5 \times 10^{13}$	$1,5 \times 10^{10}$
resistividade intrínseca a 300°K ($\Omega \times cm$)	45	230.000
μ_n ($cm^2/V.s$) (300°K)	3800	1300
μ_b ($cm^2/V.s$) (300°K)	1800	500
D_n (cm^2/s) (300°K)	99	34
D_b (cm^2/s) (300°K)	47	13

8

- difusão: contribuição à corrente elétrica total causada por variações espaciais de densidade de portadores

· se imaginarmos uma parede imaginária em x_1, o número de partículas colidindo da esquerda para a direita será proporcional a $p(x_1-dx)$ enquanto que da direita para a esquerda será proporcional a $p(x_1+dx)$. A quantidade de carga cruzando x_1 será, por unidade de área e de tempo,

$$J_p = -q D_p \frac{dp}{dx}$$

D_p - coeficiente de difusão (m^2/s)

- corrente total

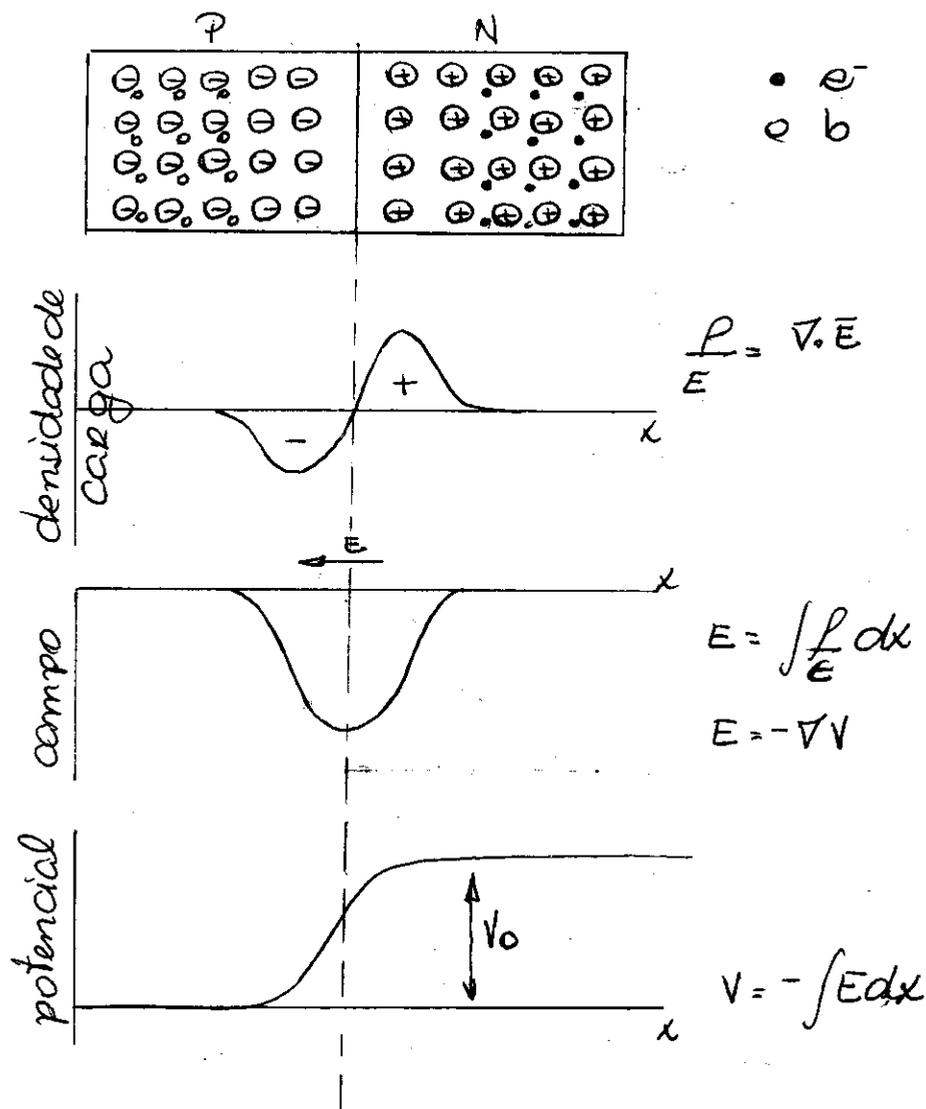
$$\begin{cases} J_p = q\mu_p p E - q D_p \dfrac{dp}{dx} \\ J_n = q\mu_n n E + q D_n \dfrac{dn}{dx} \end{cases}$$

- Recombinação e geração de portadores: a uma dada temperatura as concentrações de portadores são dadas pelo equilíbrio entre a geração (térmica) de pares e a recombinação destes, que é proporcional a $n \cdot p$. Por isto no semicondutor em equilíbrio $n \cdot p = n_i^2(T)$. Quando se produz uma densidade acima da de equilíbrio a taxa de recombinação $(n \cdot p)$ cresce e o excesso de concentração tende a desaparecer

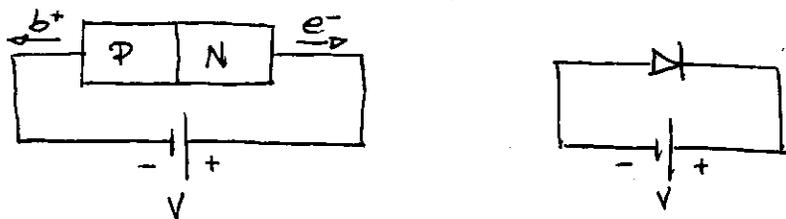
$$\frac{dp}{dt} = \frac{p_0 - p}{\tau_p}$$

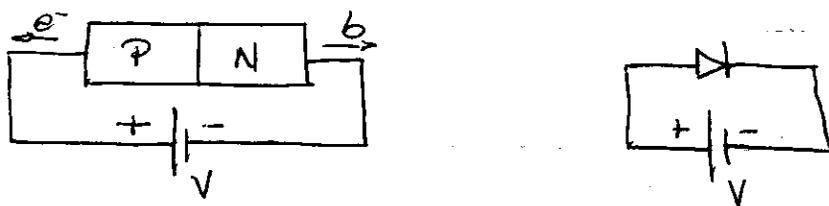
Portadores podem ser gerados termicamente ou por fotoexcitação ($h\nu > E_g$). Quando a injeção de portadores for inhomogenea espacialmente vai haver difusão ao mesmo tempo que há recombinação

2. Junção P-N

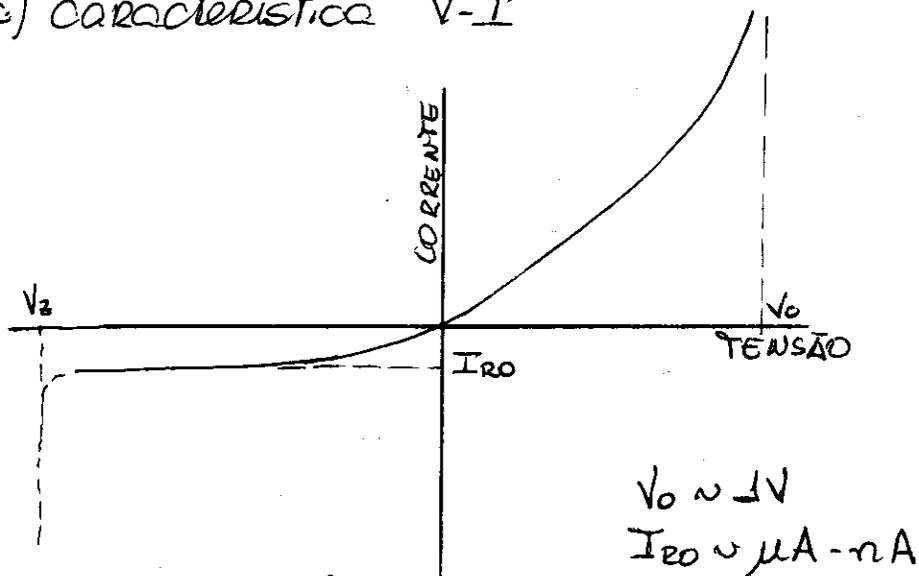
Cristais semicondutores podem ser dopados de forma a criar regiões de transição abrupta entre ~~material~~ tipo P e tipo N. Este tipo de junção apresenta características importantíssimas na construção de dispositivos a semicondutor.

Nas imediações da junção cria-se uma REGIÃO DE CARGA ESPACIAL devido à difusão de buracos para o lado N e elétrons para o lado P. Com isto o lado N acumula carga líquida positiva e o lado P negativa o que produz um campo elétrico através da junção. Este campo elétrico (ou potencial) através da junção é o

que balanceia o efeito da difusão e impede a passagem de mais elétrons e buracos.
Na RCE não há portadores de corrente

a) polarização reversa da junção

– o efeito da polarização é extrair elétrons do lado N e buracos do lado P o que faz com que a RCE se alargue e a corrente circulante seja praticamente nula já que o lado N não tem buracos para suprir o lado P e este não tem elétrons para suprir o lado N. O resultado da polarização é reforçar o efeito isolante do potencial de contato V_0

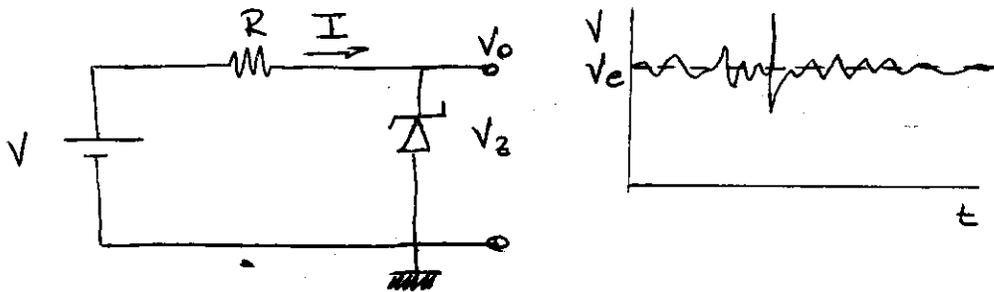
b) polarização direta da junção

– aqui os elétrons são extraídos do lado P, o que aumenta a concentração de buracos que se difundem através da junção e

se recombinam com eletrons infetados do lado N. O campo aplicado cancela o efeito do potencial de contato e facilita a condução pela junção

c) característica V-I

V_0 - tensão através da junção com o diodo em condução $\begin{cases} V_{0Ge} \sim 0{,}1V \\ V_{0Si} \sim 0{,}7V \end{cases}$

I_{RO} - corrente reversa (de fuga) devida à condução pelos eletrons do lado P e buracos do lado N.

V_Z - em alguns diodos a partir de uma voltagem reversa V_Z começa a haver condução reversa devido a

um mecanismo de avalanche quando elétrons acelerados pelo campo podem colidir com átomos da rede e liberar outros elétrons ligados. Esta voltagem V_z é importante porque é relativamente independente da corrente e serve como voltagem de referência em aplicações onde se deseja uma voltagem constante.

- V tem oscilações indesejáveis sobrepostas a um valor constante V_e. Quando $V_e > V_z$ o diodo está em avalanche e $V_o = V_z$, independentemente das flutuações de V. A corrente circulando é

$$I = \frac{V - V_z}{R}$$

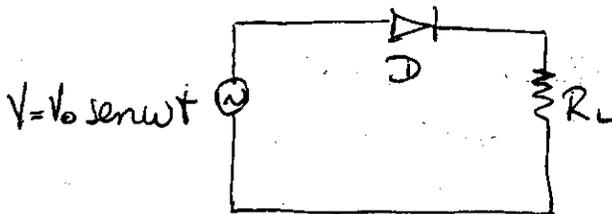
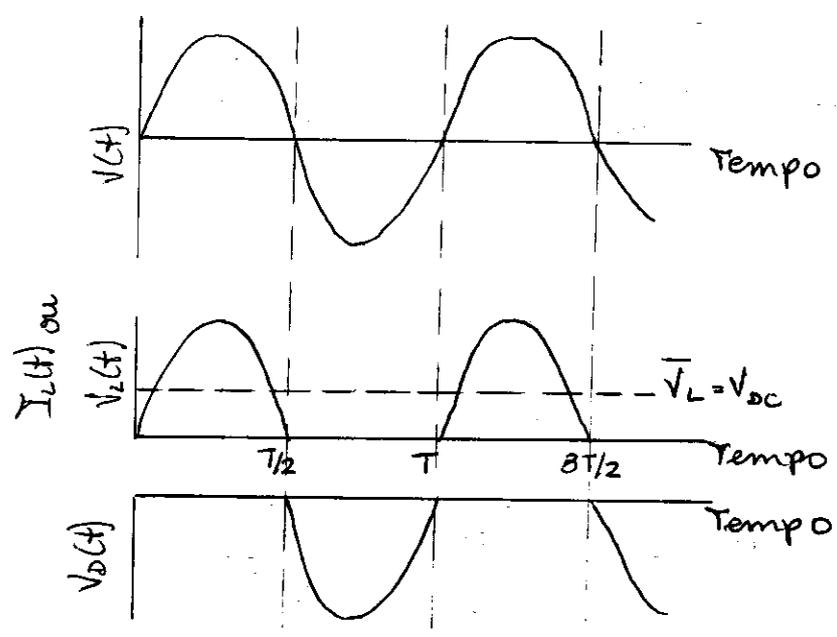
e deve ser limitada por R a um valor seguro de modo que a potência máxima dissipada pelo diodo, $P_d = V_z I$ não exceda o limite especificado pelo fabricante

d) características importantes dos diodos.

- corrente direta máxima (I_F)
- voltagem reversa máxima (PIV)
- tempo de resposta (t_r)
- I^2t : ~~pot~~ energia dissipada num pico de I
- voltagem direta da junção V_0
- voltagem Zener - V_Z

3. Circuitos com diodos

3.a) Retificadores - a aplicação mais geral dos diodos é em circuitos retificadores que obtem, a partir de um sinal alternado (AC) que tem média nula, um sinal com componente contínua (DC) ie, com média não nula

I) retificador de meia onda

a tensão média aplicada à carga R_L é

$$\overline{V}_L = V_{DC} = \frac{1}{T}\left[\int_0^{T/2} V_0 \operatorname{sen}\omega t\,dt + \int_{T/2}^{T} 0\,dt\right]$$

$$\boxed{V_{DC} = \frac{V_0}{\pi}}$$

$$V_L(t) = \frac{V_0}{\pi} + (\text{componente AC})$$

(componente AC: média zero)

$$\begin{pmatrix}\text{potencia}\\ \text{total en-}\\ \text{tregue a } R_L\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\text{potencia}\\ \text{DC}\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}\text{potencia}\\ \text{AC}\end{pmatrix}$$

$$\overline{P}_L = \overline{P}_{DC} + \overline{P}_{AC}$$

$$\frac{V_{L\,ef}^2}{R_L} = \frac{V_{DC\,ef}^2}{R_L} + \frac{V_{AC\,ef}^2}{R_L}$$

$$\bar{P}_L = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} \frac{V_0^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, dt}{R_L} = \frac{V_0^2}{4R_L}$$

(é a metade da potencia média senoidal)

$$\boxed{V_{Lef} = \frac{V_0}{2}}$$

eficiencia de retificação $= \eta = \dfrac{P_{DC}}{P_L} = \dfrac{V_{DCef}^2}{V_{Lef}^2}$

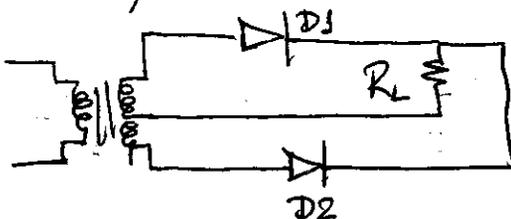
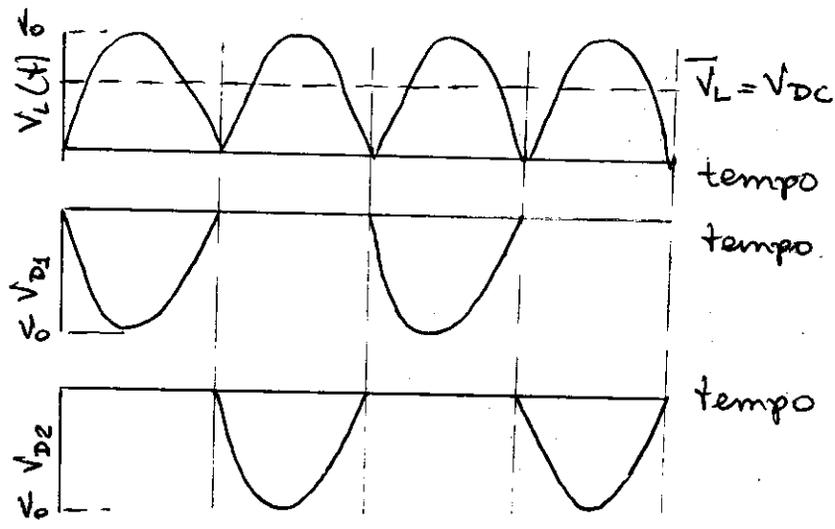
$V_{DCef} = V_{DC} \Rightarrow \eta = \dfrac{4}{\pi^2} \sim 40\%$

$\Rightarrow$ 40% da potencia entregue à carga é em DC

- tensão reversa máxima aplicada ao diodo: $\underline{PIV = V_0}$

- corrente direta máxima: $I_F = \dfrac{V_0}{R_L}$

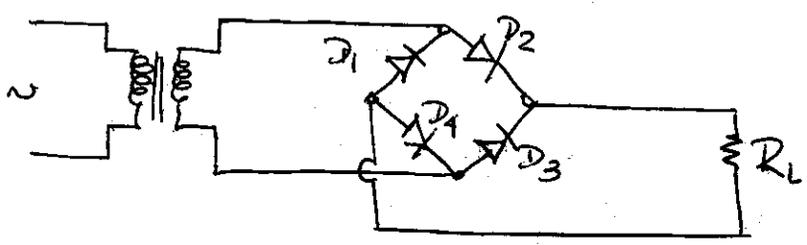
II) retificador de onda completa

- transformador com derivação central

$$\overline{V}_L = V_{DC} = \frac{2V_o}{\pi}$$

$$V_{Lef} = \frac{V_o}{\sqrt{2}}$$

$$\eta = \frac{8}{\pi^2} \sim 80\%$$

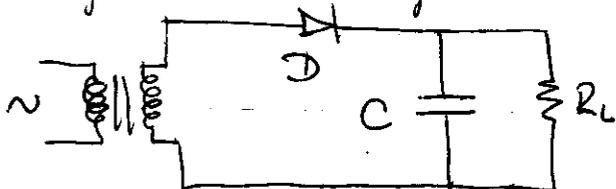
tensão reversa: $PIV = 2V_o$

- transformador sem derivação central (ponte)

semiciclo positivo - D_2 e D_4 conduzem
D_3 e D_1 cortam

semiciclo negativo - D_2 e D_4 cortam
D_1 e D_3 conduzem

- tensão reversa máxima (em cada diodo)
  $PIV = V_0$

III) retificador com filtro

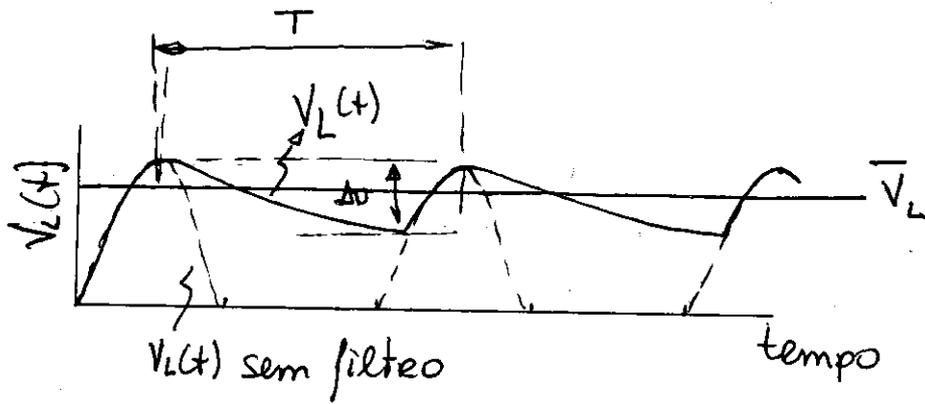
~ D C R_L

a impedância do capacitor é

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

e é baixa para ω alto e infinita em DC:

$Z_F \to 0$ ω cresce
$Z_F \to \infty$ $\omega = 0$

⇒ parte alternada da corrente flui pelo capacitor se $Z_F \ll R_L$, ie $\omega > 1/R_L C$

Quando o diodo conduz o capacitor se carrega até V_0 e quando o diodo corta ele se descarrega com constante de tempo $\tau = R_L C$. A descarga de C mantém a corrente fluindo na carga quando o diodo está cortado

quanto mais lenta a descarga do capacitor menor será Δv → mais constante será a voltagem na carga

$$\overline{V}_L \sim V_0 - \frac{\Delta v}{2}$$

estimativa de Δv:

tempo de descarga $\sim T$

carga perdida: $\Delta q = I_L \cdot T$ $\quad (I_L = V_{DC}/R_L)$

variação de voltagem no capacitor:

$$\Delta v = \frac{\Delta q}{C}$$

$$\boxed{\Delta v = \frac{I_L T}{C}} \quad \text{(meia onda)}$$

$$\boxed{\Delta v = \frac{I_L T}{2C}} \quad \text{(onda completa)}$$

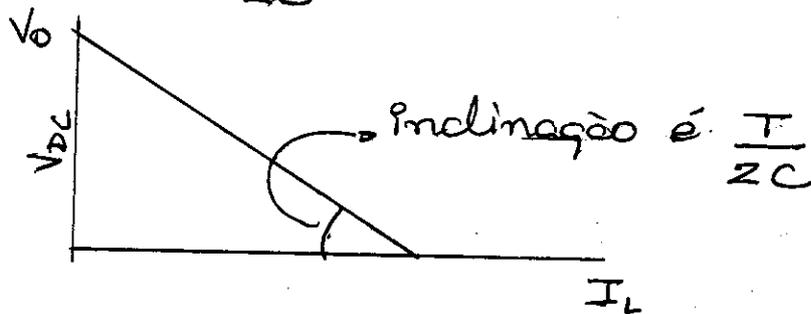
ondulação da saída ("ripple"):

$$r = \frac{\Delta v}{V_{DC}} \sim \frac{\Delta v}{V_0} \quad (\text{se } \Delta v \ll V_0)$$

$$\boxed{r = \frac{I_L T}{C V_0}}$$

Regulação da fonte: poder de manter a tensão de saída fixa à medida que a corrente fornecida cresce.

$$V_{DC} = V_0 - \frac{\Delta v}{2}$$

$$V_{DC} = V_0 - \frac{I_L T}{2C} \quad \text{(meia onda)}$$

para boa regulação use C grande ou T pequeno. (Usualmente $T = 1/60\,Hz$ (rede))

2ª aula - 19/3

1ª Experiência - Circuitos com diodos

O objetivo é a familiarização com o diodo como elemento de circuito e sua aplicação em circuitos retificadores usados em fontes DC. Antes de começar esteja certo de que entendeu bem as limitações principais do diodo que será usado, através da leitura de sua folha de especificações:

1. Característica V-I

a- projete um circuito que lhe permita observar a característica V-I do diodo (zener)

b- meça os valores de
- tensão direta
- corrente reversa

2. Meça a tensão de saída do transformador fornecido e projete um retificador de meia onda onde a corrente DC seja 10mA. Meça a forma de onda de tensão na carga e comente.

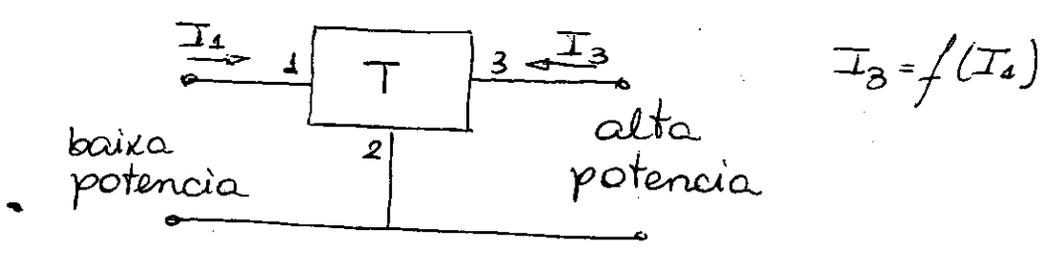
3. Monte um retificador de onda completa com uma carga tal que $I_{DC} = 10\,mA$. Meça a forma de onda na carga e comente.

4. Projete um filtro para que a ondulação a 10mA de corrente seja de 5%. Construa e determine a regulação da fonte DC resultante através da característica V-I. <u>Atenção</u>: capacitores eletrolíticos devem ser usados na polaridade correta

5. Projete uma fonte usando um regulador zener de 6,1V e meça sua característica V-I e a ondulação. Comente e compare com o caso do ítem 4.

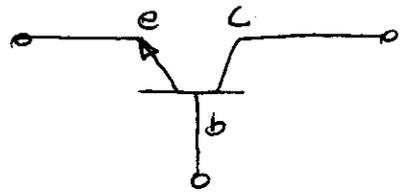
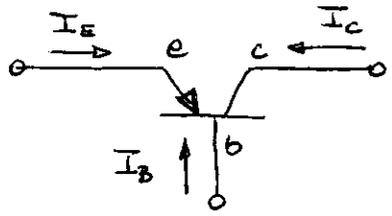
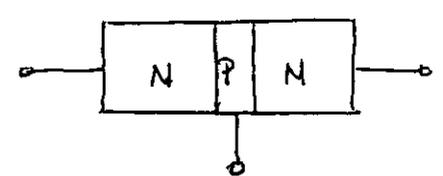
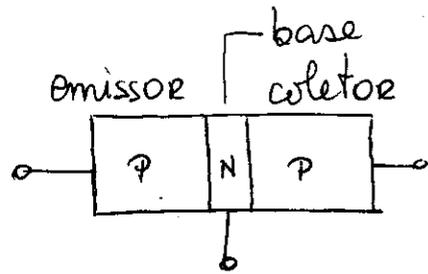
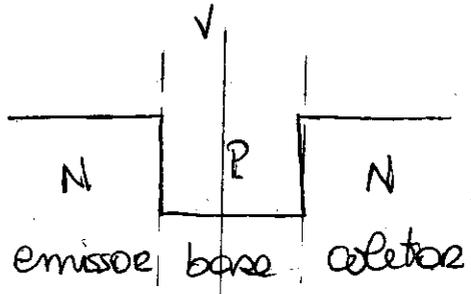
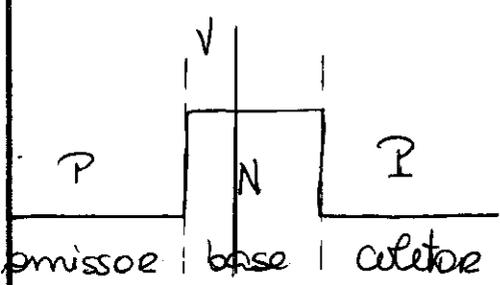
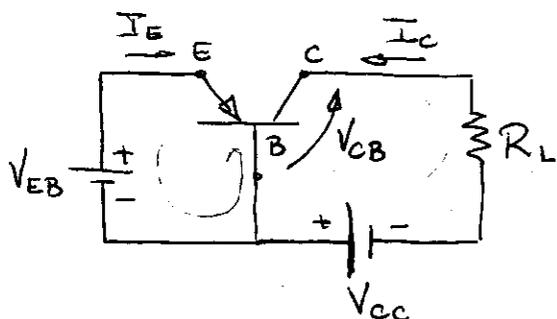
3ª aula - 26/3

4. Transistores

O transistor é um elemento de circuito com três terminais onde um sinal de baixa potencia aplicado entre dois destes terminais pode ser usado para controlar um circuito de alta potencia conectado entre outros dois terminais.

Há varios tipos de transistores, de acordo com a sua construção, cada um com certas caracteristicas peculiares adequadas a aplicações especificas:

transistor de junção bipolar — BJT

efeito de campo:
- JFET
- MOSFET
- MOSFET enhanced

4a. Transistor de junção bipolar - este é construido com um cristal semicondutor (Ge ou Si) onde uma região N é intercalada entre duas regiões P, ou vice versa.

Devido à difusão de portadores nas junções, barreiras de potencial são produzidas entre emissor e base e base e coletor

Consideremos então o caso do transistor PNP com as polarizações tais que
- a junção EB esteja polarizada direta.
- a junção CB esteja polarizada invers.

A polarização direta V_{EB} faz com que o diodo EB entre em condução. Assim, buracos provenientes do emissor (que é tipo P) serão injetados na base (tipo N) através da junção. Inversamente, eletrons provenientes da base (N) serão injetados no emissor (P). Os buracos injetados na base constituirão numa forte inhomogeneidade na concentração de buracos no material tipo N onde normalmente a concentração de buracos é muito baixa (p_{no}). Por isso vai haver uma intensa difusão destes buracos injetados ao longo da base. Se a base for <u>suficientemente fina</u> muitos destes buracos poderão atingir o coletor e aí serão acelerados pela polarização reversa existente na junção coletor-base.

V

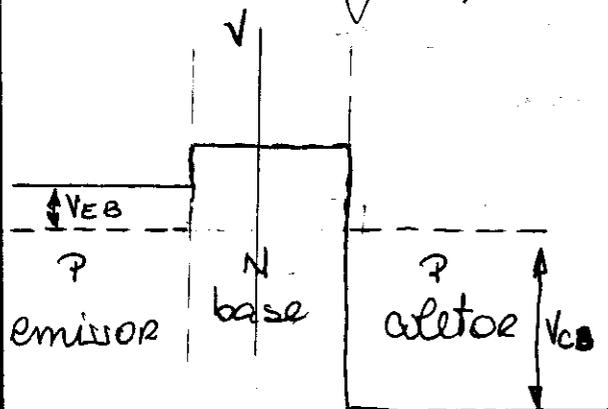
V_{EB}

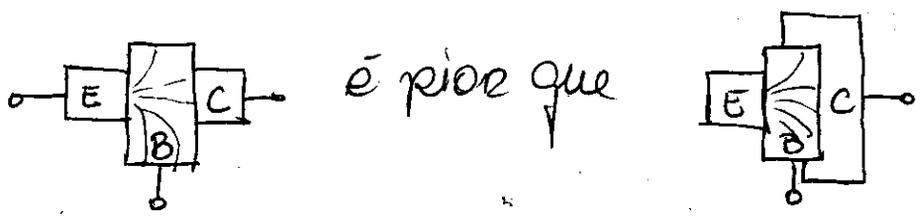
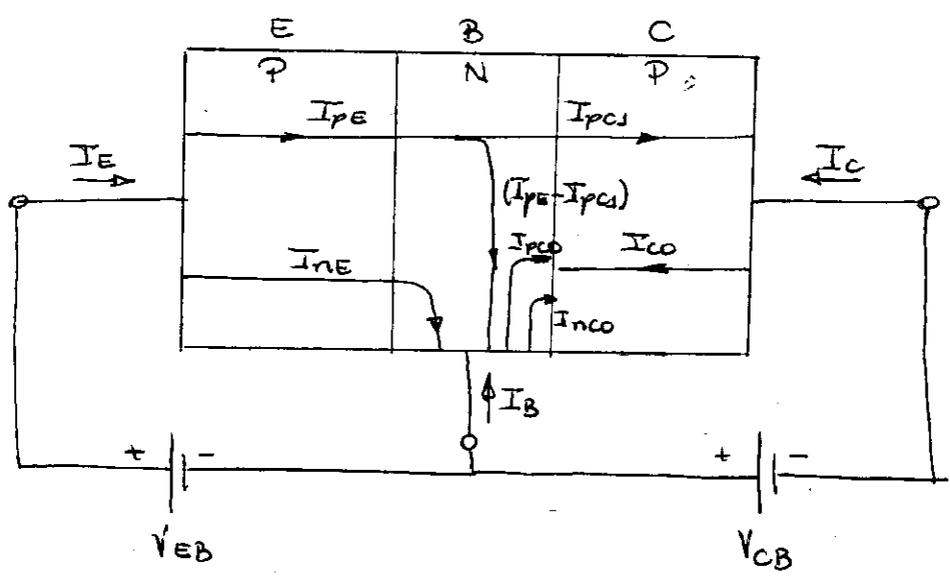
P — emissor

N — base

P — coletor

V_{CB}

5.3

A jonção entre coletor e base não deveria conduzir pois está polarizada reversamente e não há buracos do lado N para passarem para o lado P. Porém quando os buracos vindos do emissor entram na base passa a haver buracos na base para atravessarem para o coletor que está mais negativo que a base.
A essencia da coisa está em que os buracos vindos do emissor possam atingir o coletor difundindo-se através da base. Por isto:

- a base deve ser construida bem fina
- a dopagem do emissor tem que ser muito maior que a da base porque assim a corrente entre emissor e base será muito mais devida a buracos do emissor para a base do que a eletrons da base para o emissor. Só os buracos do emissor para a base é que são coletados pelo coletor
- a geometria deve favorecer a coleção de buracos no coletor

- Componentes da corrente:

I_{pE} → buracos do emissor para a base
I_{nE} → eletrons da base para o emissor
$(I_{pE} \gg I_{nE})$

$$\boxed{I_E = I_{pE} + I_{nE}}$$

I_{pC1} → buracos que atingem o coletor
$I_{pE} - I_{pC1}$ → buracos que se recombinam c/ eletrons injetados na conexão de base
I_{C0} → corrente de fuga no coletor polarizado inversamente, quando $I_E = 0$ $(I_{C0} < 0)$

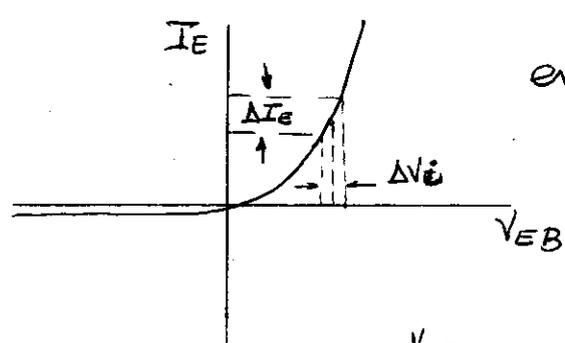
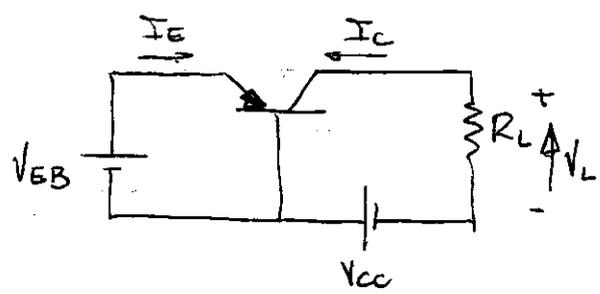
$$\boxed{I_C = I_{C0} - I_{pC1}}$$

$$I_{pC1} = \alpha I_E \qquad (\alpha \sim 1)$$

$$\boxed{I_C = I_{C0} - \alpha I_E}$$

$$I_{C0} = f(V_{CB}) = I_{C0}(1 - e^{V_{CB}/V_T})$$

onde $V_{CB} < 0$ e $|V_{CB}| \gg V_T$

- Amplificação no transistor

variação de voltagem na entrada é ΔV_i

ΔV_i pequeno $\Rightarrow$ ΔI_E gde

$$\Delta V_i = r \, \Delta I_E$$

$r \rightarrow$ resistencia direta

$$I_E = I_0 \left(e^{V_{EB}/\eta V_T} - 1 \right)$$

$V_T = 26\,mV$

$\eta = 1$ Ge

$ 2$ Si

$$\frac{dI_E}{dV_{EB}} = \frac{I_0}{\eta V_T} e^{V_{EB}/\eta V_T} = \frac{I_E + I_0}{\eta V_T} \sim \frac{I_E}{\eta V_T} = \frac{1}{r}$$

$$r \sim \frac{\eta V_T}{I_E} = \eta \frac{26\,mV}{I_E}$$

- a variação de voltagem na carga R_L (saída) será:

$$\Delta V_L = R_L \cdot \Delta I_C$$

$$\Delta I_C = \alpha \, \Delta I_E$$

$$\frac{\Delta V_L}{\Delta V_i} = \frac{-R_L \alpha \, \Delta I_E}{r \, \Delta I_E} = A$$

$$\boxed{A = -\frac{\alpha R_L}{r}}$$

$$r = \frac{26}{I_E}$$

$I_E = 1\,mA$

$r = 26\,\Omega$

$R_L = 500\,\Omega$

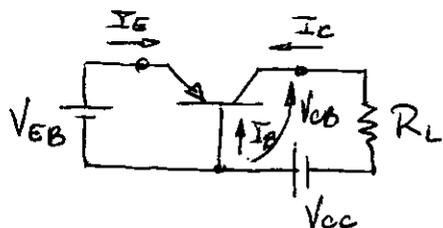
$A \simeq 20$

Configurações típicas dos circuitos com transistor

I) Base comum

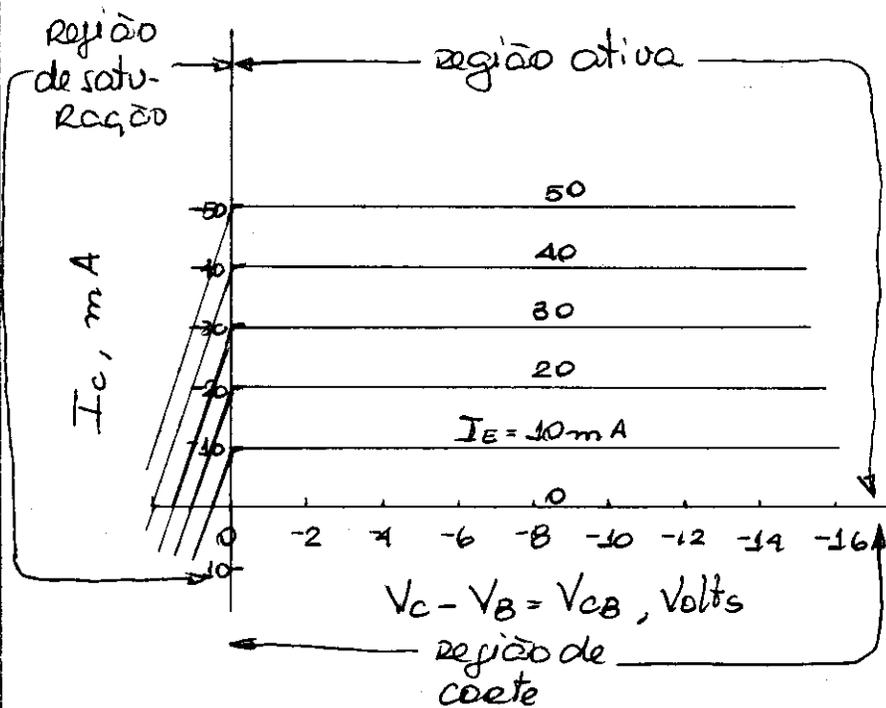
II) Emissor comum

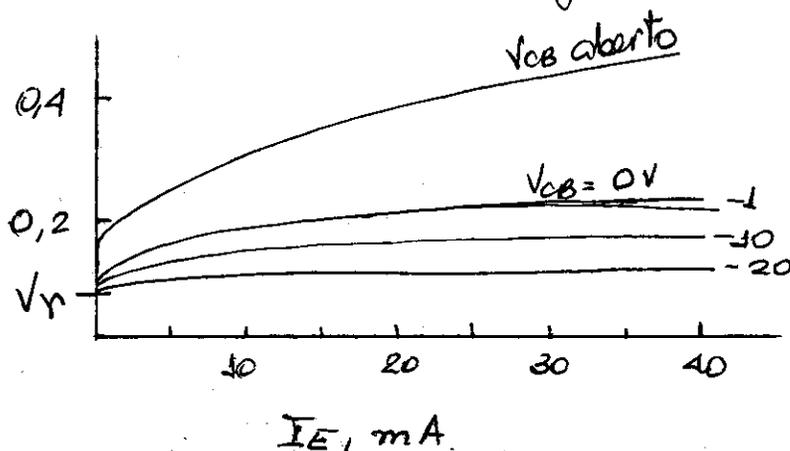
III) Coletor comum

I) Circuito de base comum

característica de <u>saída</u>:

$$I_C = f_1(V_{CB}, I_E)$$

característica de <u>entrada</u>: $V_{EB} = f_2(V_{CB}, I_E)$

Como vimos, quando a junção coletor-base é polarizada inversamente, $V_{CB} < 0$, $I_C \simeq I_E$. Quando V_{CB} for positivo (polarização direta) I_C deve diminuir pois além da contribuição I_E haverá uma contrária devido à condução da junção. O resultado é expresso graficamente na <u>característica de saída</u>.

5.6

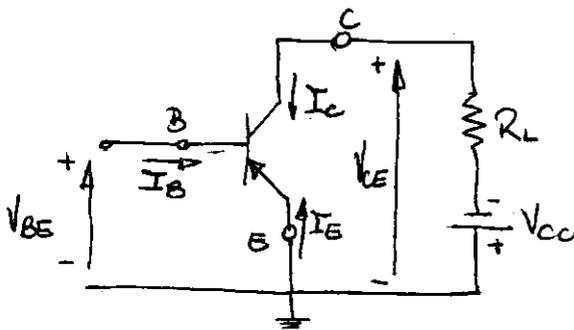
A característica de entrada pode ser entendida pensando na junção emissor base como um diodo polarizado diretamente, $V_{EB} > 0$. Quando o coletor está aberto a característica deve ser análoga à de um diodo. Quando se aplica uma voltagem ao coletor $V_{CB} < 0$, para um V_{EB} fixo a corrente de ~~coletor~~ emissor tende a aumentar (alarga RCE => estreita a base)

5.7.

Há uma voltagem V_γ tal que quando $V_{EB} < V_\gamma$, $I_E \sim 0$ e esta é a voltagem de início de condução (cut in).

$$V_\gamma = 0{,}1\,V \quad Ge$$
$$= 0{,}5\,V \quad Si$$

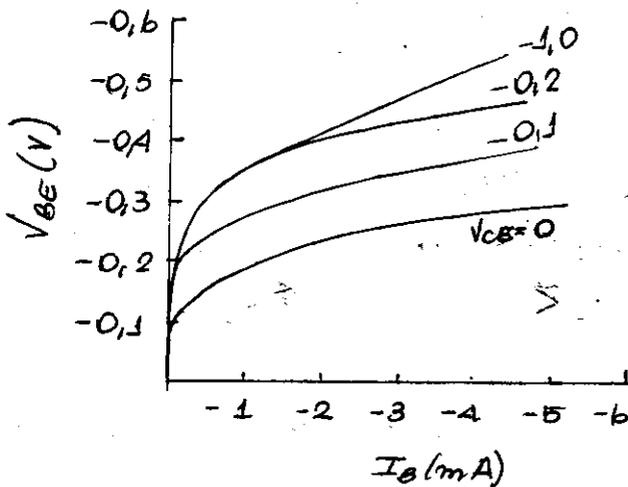
II/ Circuito de emissor comum

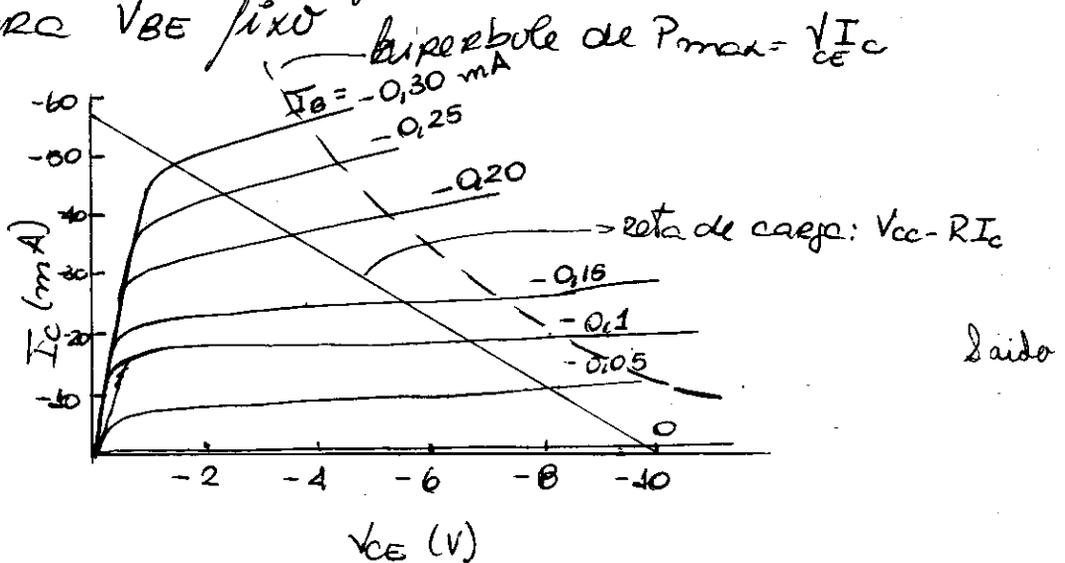
$V_{CE} + R_L I_C + V_{CC} = 0$

$V_{CE} = -V_{CC} - R_L I_C$

saída : $I_C = f_1(V_{CE}, I_B)$

entrada : $V_{BE} = f_2(V_{CE}, I_B)$

(Ge)

5-11

Entrada

Quando V_{CE} se torna mais negativo, mais buracos serão coletados no coletor, a base se afina e a recombinação na base diminui, portanto I_B diminui para V_{BE} fixo

Saída

Na saída, com I_B fixo o aumento negativo de V_{CE} faz I_C aumentar pois havendo menos recombinação para I_B ficar igual $I_E \sim I_C$ deve aumentar.

Novamente há 3 regiões de operação:

- <u>região ativa</u>: a junção de coletor é polarizada inversamente e a do emissor diretamente ($V_{CE} \neq 0,1V$ e $I_B \neq 0$). Esta é a região de interesse para amplificação pois é onde variando I_B varia I_C.

$$I_B = -(I_C + I_E)$$

$$I_C = I_{CO} - \alpha I_E$$

$$I_C = I_{CO} + \alpha (I_C + I_B)$$

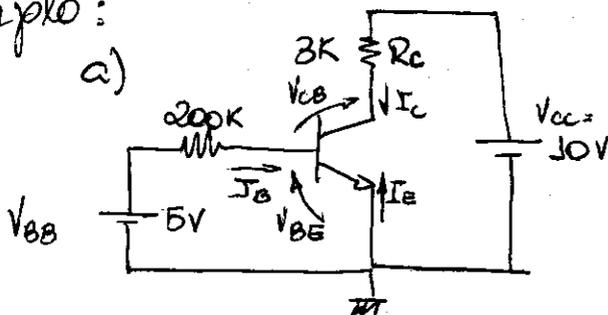
$$I_C = \frac{I_{CO}}{1-\alpha} + \frac{\alpha I_B}{1-\alpha}$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

$$\boxed{I_C = (1+\beta) I_{CO} + \beta I_B} \qquad \boxed{I_C \sim \beta I_B}$$

β depende de V_{CE} → dado do transistor

exemplo:

a)

dados:

$\beta = 100$, Si

$I_{CO} = 20\,nA$

pede-se: I_C, I_B

a base está polarizada diretamente (NPN):

$5 - 200 I_B - V_{BE} = 0$ $\qquad V_{BE} \sim 0{,}7\,V$ (Si } reg. ativa) ← hipótese

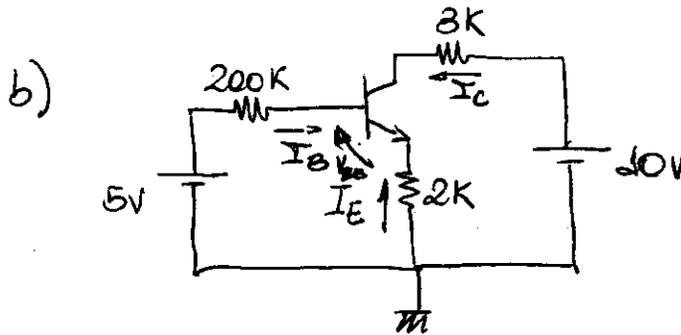
$$I_B = \frac{5 - 0{,}7}{200K} = 0{,}0215\,mA$$

$I_{CO} = 20\,nA \simeq 10^{-3} I_B \Rightarrow I_C \sim \beta I_B = 2{,}15\,mA$

verificar se está na região ativa: calcula V_{CB}

$V_{CE} = 10 - 3K I_C = 10 - 6{,}45 = 3{,}55\,V$

$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 3{,}55 - 0{,}7$

$V_{CB} = 2{,}85\,V$ como o transistor é NPN, $V_{CB} > 0 \Rightarrow$ junção do coletor polarizada inversamente.

b)

$$I_E = -I_B - I_C = -I_B - \beta I_B = -(1+\beta) I_B$$

$$5 - 200 I_B - 0{,}7 + 2K\, I_E = 0$$
$$5 - 200 I_B - 0{,}7 - (1+\beta)\, 2K\, I_B = 0$$
$$I_B = 0{,}0107\ mA$$
$$I_C = \beta I_B = 1{,}07\ mA$$

→ região ativa: $V_{CB} = 10 - 3I_c - 2K(101) I_B - 0{,}7$

$V_{CB} = 8{,}93\,V$ → ok, região ativa

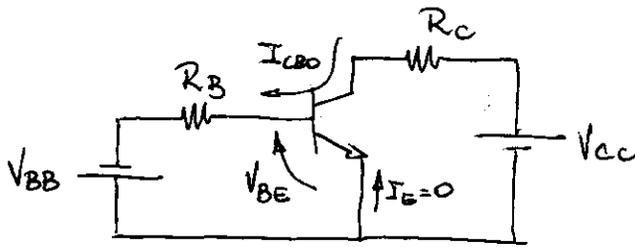
Problemas 5-2 a 5-7

- região de corte: é a condição onde a corrente de coletor é da ordem de I_{CO} e a corrente de emissor é zero. Para que isto aconteça não é suficiente que $I_B = 0$ pois aí

$$I_C = \frac{I_{CO}}{1-\alpha} \sim 10 I_{CO}$$

Portanto é preciso polarizar inversamente a junção de emissor. Tipicamente basta usar

$V_{BE} = -0{,}1\,V$ Ge

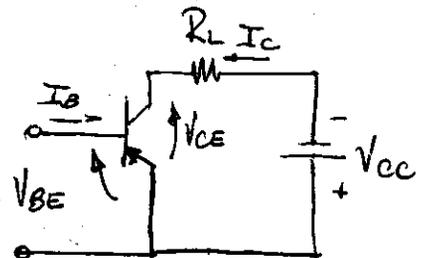
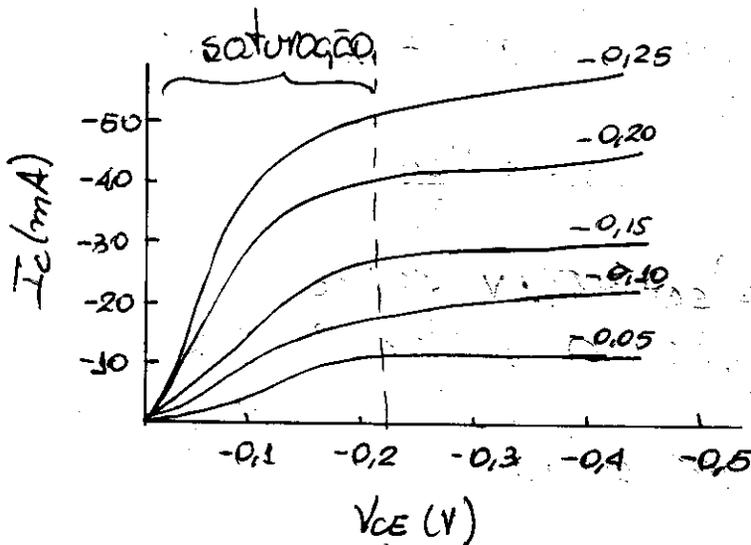
$V_{BE} \sim 0\,V$ Si.

$$V_{BE} = -V_{BB} + R_B I_{CBO} \lesssim -0{,}1V \qquad (Ge)$$

I_{CBO} → dado do fabricante

$$-V_{BB} + 0{,}1 \lesssim R_B I_{CBO}$$

$$\boxed{R_B \lesssim \frac{V_{BB} - 0{,}1}{(I_{CBO})_{max}}}$$

limitação de V_{BE}: avalanche na junção inversa - a tensão de avalanche é dada pelo fabricante: $\underline{BV_{EBO}}$

- Região de saturação: a junção do coletor e a do emissor devem estar polarizadas diretamente

$$V_{CE} - R_C I_C + V_{CC} = 0$$
$$I_C = \beta I_B$$

$$V_{CE} - \beta R_C I_B + V_{CC} = 0$$

Quando $V_{CC} = \beta R_C I_B$ aí V_{CE} deveria ser zero, mas aí o transistor não trabalha mais na região ativa mas na região chamada de saturação, onde $I_C < \beta I_B$. Para um dado V_{CC}, R_C e β aumentando I_B é sempre possível jogar o transistor na saturação, a condição sendo

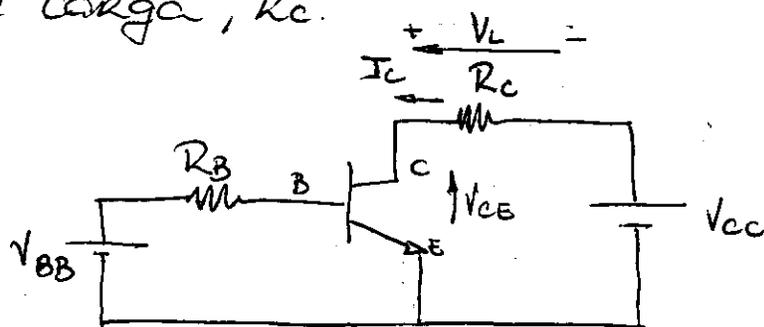
$$(I_B)_{SAT} > \frac{V_{CC}}{\beta R_C}$$

Na região de saturação I_C não varia apreciavelmente com I_B, e vale aproximadamente

$$(I_C)_{SAT} \simeq \frac{V_{CC}}{R_L}$$

já que $(V_{CE})_{SAT} \lessapprox 0{,}1\,V \ll V_{CC}$

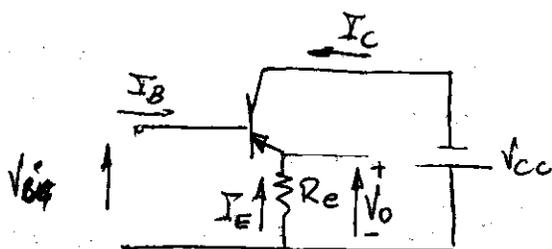
Na saturação a potencia dissipada no transistor, $P_T = V_{CE} I_C$ é pequena pois V_{CE} é pequeno

- <u>Ganho no circuito a emissor comum</u>: operando na região <u>ativa</u>, pequenas variações na voltagem de entrada causam grandes variações na voltagem sobre a resistência de carga, R_C.

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \sim \frac{V_{BB}}{R_B}$$

$$I_C = \beta I_B \approx \frac{\beta V_{BB}}{R_B}$$

$$V_L \approx -\frac{R_C \beta V_{BB}}{R_B}$$

$$\boxed{\frac{dV_L}{dV_{BB}} \approx -\frac{R_C \beta}{R_B} = A_V}$$ - ganho em tensão.

III) Circuito a coletor comum (seguidor de emissor)

Neste caso temos

$$I_C = \beta I_B$$

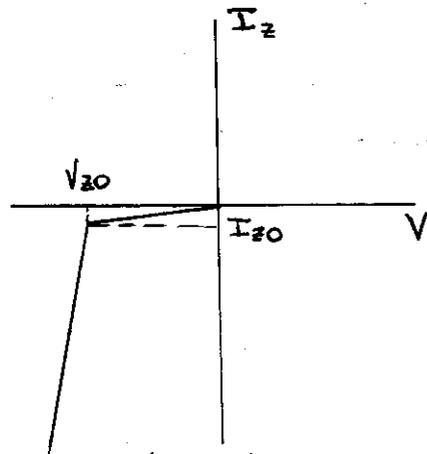
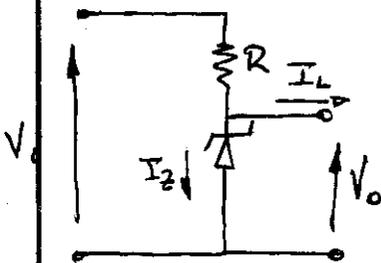
$$I_e \sim -I_C$$

$$\boxed{V_o = V_i - V_{BE} \sim V_i}$$

ganho de voltagem ~ 1 $\quad A_V \simeq 1$

ganho de corrente ~ β $\quad A_I \simeq \beta$

Este circuito é importante e muito usado quando se deseja obter mais corrente de um circuito, mantendo a mesma voltagem.

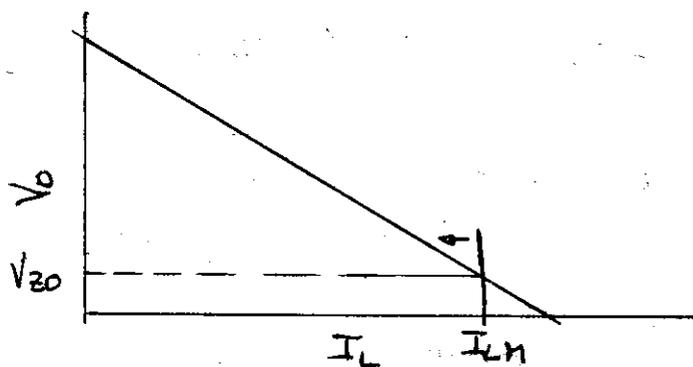
exemplo: fonte DC regulada com diodo Zener (item 5 da 1ª experiência)

característica V-I do diodo Zener linearizada

$$I > I_{ZO} \; : \; V_Z = V_{ZO} + R_Z(I_Z - I_{ZO})$$

- a tensão de saída da fonte é $V_o = V_z$
- a corrente é I_L
- ao variarmos I_L, aumentando-a, a corrente I_z diminuirá até que se torne menor (em módulo) que I_{z0}. A partir daí o diodo não regulará mais a tensão de saída.
- a voltagem de saída, em função da corrente I_L é achada:

$$\begin{cases} V_o = V_z = V_{z0} + R_z(I_z - I_{z0}) \\ \dfrac{V_i - V_o}{R} = I_z + I_L \end{cases}$$

$$\frac{V_i - V_o}{R} = \frac{V_o - V_{z0}}{R_z} + I_L + I_{z0}$$

$$\boxed{V_o = V_i \frac{R_z}{R_z + R} + V_{z0} \frac{R}{R_z + R} - \frac{R R_z}{R + R_z}(I_L + I_{z0})}$$

A corrente máxima que pode ser fornecida é I_{LM} que faz $V_{z0} = V_{z0}$ e $I_z = I_{z0}$;

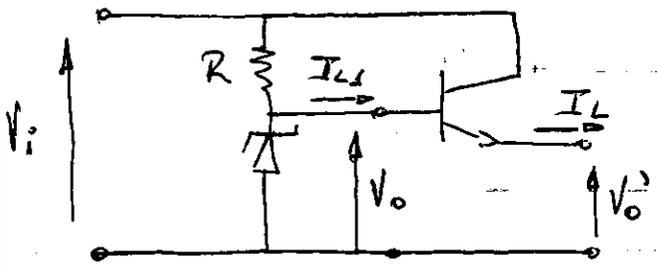
$$V_{z0} = V_i \frac{R_z}{R_z + R} + V_{z0} \frac{R}{R_z + R} - \frac{R R_z}{R + R_z}(I_{LM} + I_{z0})$$

$$V_{Z0}\left(1-\frac{R}{R_Z+R}\right)-V_i\frac{R_Z}{R_Z+R}=\frac{-RR_Z}{R+R_Z}(I_{LM}+I_{Z0})$$

$$V_{Z0}\frac{R_Z}{R_Z+R}-V_i\frac{R_Z}{R_Z+R}=\frac{-RR_Z}{R+R_Z}(I_{LM}+I_{Z0})$$

$$\boxed{I_{LM}=\frac{V_i-V_{Z0}}{R}-I_{Z0}}$$

Para obter mais corrente na saída:

[Circuit diagram: V_i, R, I_{L1}, zener diode, V_0, transistor, I_L, V_0']

aqui, $I_L=\beta I_{L1}$ e $V_0'=V_0-V_{BE}\sim V_0$

quando $I_{L1}=I_{LM}$ a corrente na saída será βI_{LM} ($\beta\sim 100$). Portanto a fonte pode fornecer 100 vezes mais corrente sem perder a regulação.

Valores típicos: fonte de 5V

$V_i=10V$
$P_Z=1W$ $V_Z=5{,}6V$

$$(I_Z)_{max} = \frac{V_i - V_Z}{R} = \frac{P_Z}{V_Z}$$

$$\frac{10 - 5,6}{R} = \frac{1}{5,6}$$

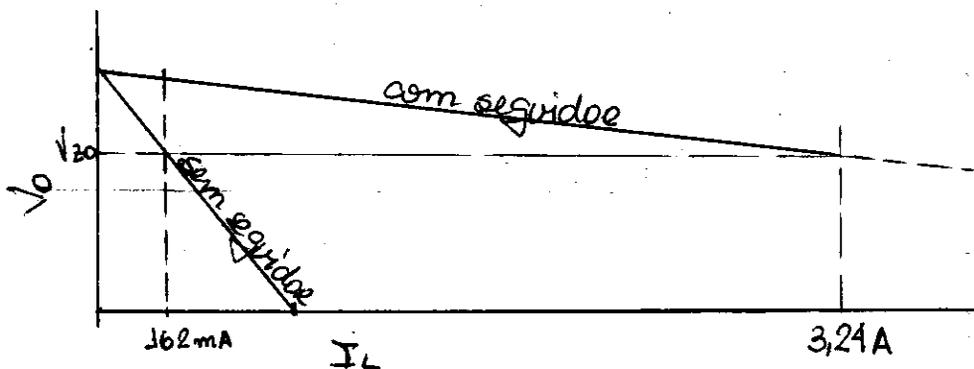
$R = 24\,\Omega \rightarrow \boxed{R = 27\,\Omega}$

$I_{Z0} = 1\,mA$

$$I_{LM} = \frac{10 - 5,6}{27} - 1\,mA = (163 - 1)\,mA$$

$$\boxed{I_{LM} = 162\,mA}$$

usando seguidor de emissor com transistor 2N3055 ($I_{Cmax} = 10\,A$, $\beta \sim 20$):

$$\boxed{I'_{LM} = 20\,I_{LM} = 3,24\,A}$$

4ª e 5ª aulas (2/4 e 9/4)

2ª Experiência - Fonte DC regulada com diodo zener e seguidor de emissor

O objetivo é construir uma fonte DC regulada com diodo zener e verificar a utilidade do uso do seguidor de emissor para obtenção de mais corrente com melhor regulação.

1. Construa um retificador de onda completa com filtro capacitivo e ondulação menor que 5% a 1A de saída. Use um diodo zener de 5,6V para regular a voltagem de saída e meça a característica (V_o, I_L) da fonte. Comente o resultado e explicite a corrente máxima possível de saída. Calcule a regulação da fonte:

$$R = \frac{V_o(\text{sem carga}) - V_o(\text{com carga})}{V_o(\text{sem carga})} \cdot 100\%$$

2. Use um seguidor de emissor para obter mais corrente na saída. A partir das características do transistor preveja a nova corrente máxima. Meça a característica (V_o, I_L). Comente o resultado e as limitações.

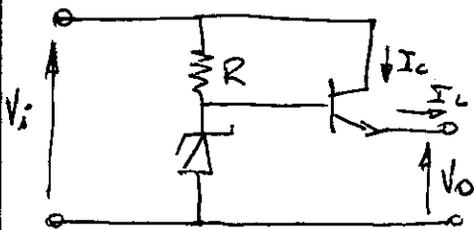
Projeto do transistor para o regulador

As limitações fundamentais no uso de um transistor são especificadas pelo fabricante:

- corrente máxima de coletor $(I_C)_{max}$
- potencia máxima dissipada no transistor. $P_{max} = V_{CE} \cdot I_C$
- tensão máxima aplicável entre coletor e emissor - $(V_{CE})_{max} = V_{CEO}$

Além disso é necessário escolher um transistor com β suficientemente grande tal que a máxima corrente a ser fornecida pela fonte, I_{MAX} seja:

$$I_{MAX} < \beta I_{LM}$$

onde I_{LM} é a maior corrente que se pode tirar do regulador Zener.

dados: $V_i, (I_L)_{max}$

o transistor deve ter:

$(I_C)_{max} > (I_L)_{max}$

$V_{CEO} > V_i - V_o$

$P_{max} > (V_i - V_o) \cdot (I_L)_{max}$

e o β correto, de acordo com o diodo zener usado

P.S. - A partir das características V-I medidas em 1 e 2 calcule a impedancia de saída das fontes. Explique e discuta.

2'. Que modificação simples pode ser feita no circuito do item 2 para se obter uma fonte com saída variável entre 0 - 5V? Projete este novo circuito.

6ª aula. 23/4

5. Transistor de efeito de campo (FET)

O transistor de efeito de campo é um dispositivo cujo funcionamento é controlado por um campo elétrico, diferentemente do transistor de junção onde o controle é feito pela injeção de portadores.

Há dois tipos de FET's:

a) JFET - FET de junção

b) IGFET - FET com porta isolada (MOSFET)

Importantes diferenças entre os FET's e o transistor bipolar são que nos FET's:

i) a operação depende só do fluxo de portadores majoritários

ii) é mais fácil de fabricar e ocupa menos espaço em CIs

iii) tem resistencia de entrada altíssima (> MΩ)

iv) é menos ruidoso

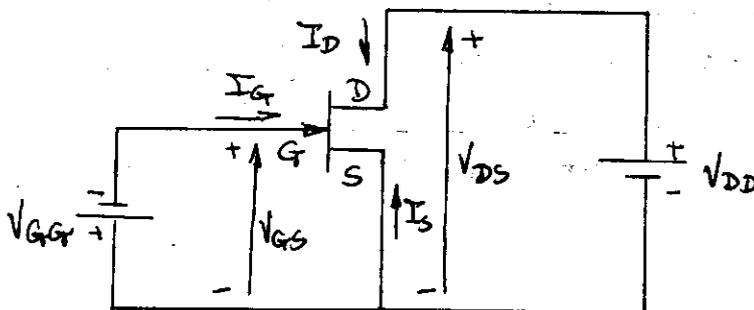
v) o FET é geralmente mais lento que o transistor bipolar.

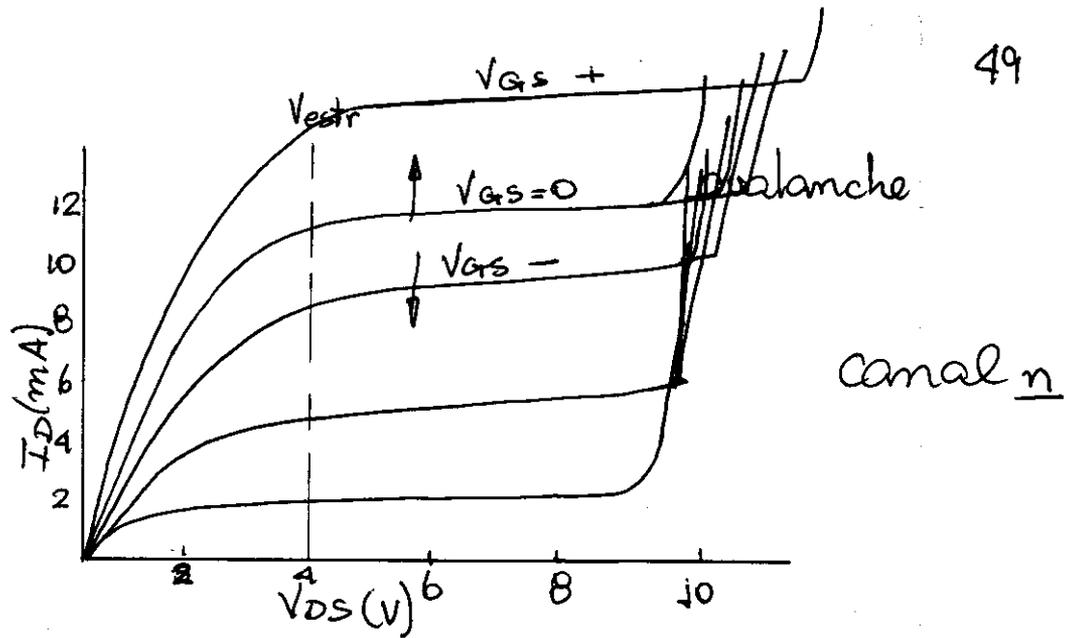
5a. O FET de junção (JFET) - consiste de um canal semicondutor (n ou p) ladeado por duas regiões fortemente dopadas (p^+ ou n^+). A corrente flui ao longo do canal, entre a fonte (source) e o dreno (drain) e

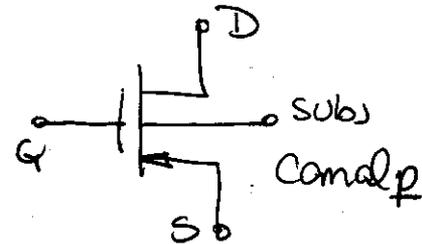
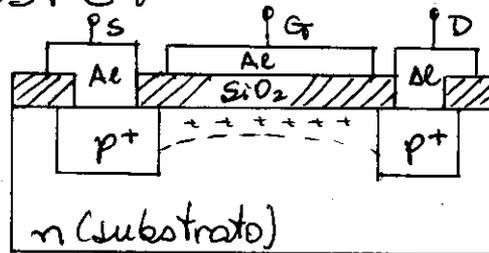
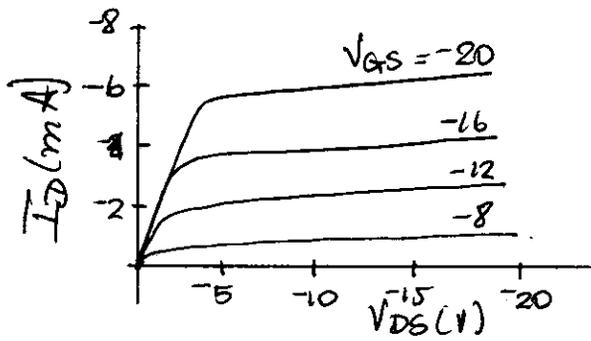
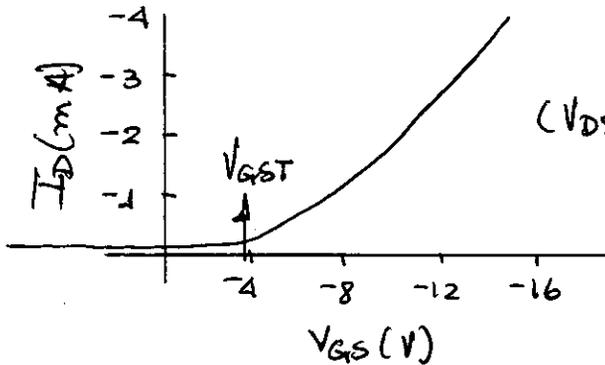
consiste de portadores majoritários, ie, eletrons no canal n e buracos no canal p.

O funcionamento do FET pode ser entendido considerando-se o FET de canal n onde se aplica uma voltagem negativa à porta ($V_{GS}<0$). Assim os diodos em ambos os lados do canal estarão inversamente polarizados, sendo criada uma região de depleção (sem portadores livres) nas imediações da junção. Como a dopagem da porta é muito mais forte que a do canal a região de depleção se estenderá mais no lado do canal. Com o dreno polarizado positivamente a depleção será mais forte no lado do dreno porque aí a polarização reversa da junção é mais forte.

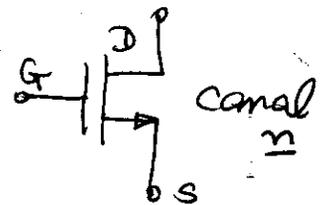
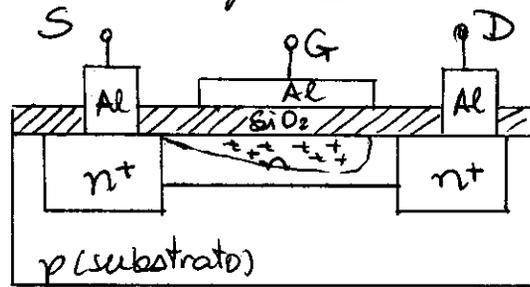
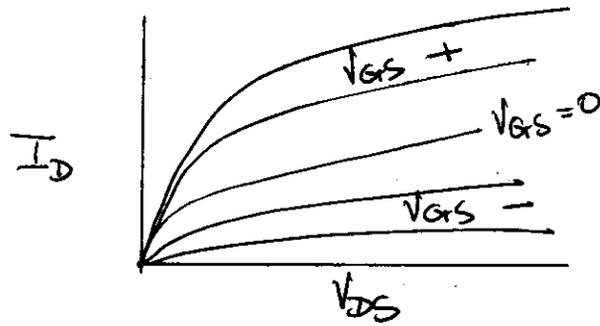
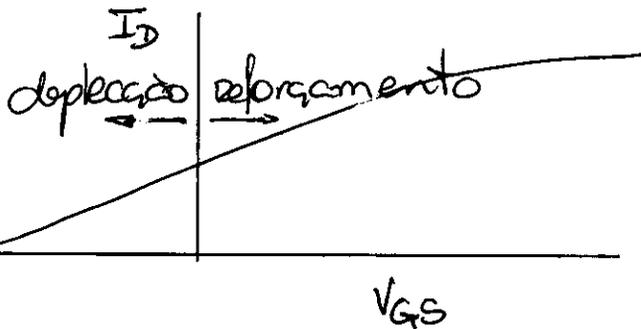
Assim, ajustando-se o valor de V_{GS} é possível controlar a largura útil do canal, i.e, a largura onde há portadores livres (eletrons, no caso). Note que então, a porta do FET é um diodo polarizado inversamente e portanto a corrente de porta I_G é muito pequena logo a impedancia de entrada $R_i = \frac{V_{GS}}{I_G}$ é muito alta.

- característica $I_D \times V_{DS}$ controlada por V_{GS}:

Consideremos inicialmente a situação onde $V_{GS}=0$ ie, a porta curto circuitada com a fonte. Ao aplicarmos voltagem ao dreno, fluirá corrente pelo canal. Porém o lado do dreno estará mais positivo que a fonte e a porta devido à queda de voltagem ocasionada pela resistência finita do canal, $V_{DS} = R_C I_D$. Assim, do lado do dreno a junção da porta começa a ficar polarizado reversamente. Aumentando o V_{DS} a polarização reversa se intensifica e a região de deplecção cresce, diminuindo o canal e fazendo com que R_C cresça e a corrente I_D cresça mais devagar com V_{DS}. Até que eventualmente V_{DS} se torna suficiente para estrangular o canal (pinch off) e a partir daí a corrente I_D fica práticamente constante com o aumento de V_{DS}, ie, a resistência incremental fica infinita ($dV_{DS}/dI_D \rightarrow \infty$).

Quando V_{GS} for positiva, o estrangulamento acontece mais tarde, ie, c/ V_{DS} maior e quando V_{GS} for negativa o estrangulamento acontece antes (V_{DS} menor)

(Algumas vezes também a tensão de pinch off é referida como aquela tensão entre porta e fonte que faz $I_D = 0$.)

56. O MOSFET

Nesta estrutura, quando $V_{GS}=0$ não passa corrente I_D porque o substrato é n e o dreno e a fonte são p+. Quando fazemos a porta ser negativa em relação do substrato esta polarização vai induzir cargas positivas (buracos) entre a fonte e o dreno que vão então poder conduzir. A tensão de porta reforça a condução entre fonte e dreno e este é o MOSFET tipo reforçamento com canal p.

A tensão na qual começa a condução é V_{GST} ou V_T (tensão de limiar) e vai depender da construção do MOSFET e pode ser de 1,5V a 6V.

- MOS FET de deplecção -

G D S canal n

Neste com $V_{GS}=0$ há condução pelo canal n. Fazendo $V_G<0$ o canal se estreita e começa a deplecção e I_D diminui. Fazendo $V_G>0$ há reforçamento e I_D aumenta

Observe que uma característica fundamental do MOSFET é a película de óxido usada que faz com que a impedância de entrada seja tão alta quanto $10^{15}\Omega$. Assim, circuitos com MOSFET consomem pouquíssima potencia pois $I_G \sim 0$ e são bons porisso (e porque são pequenos) para confecção de circuitos integrados LSI e VLSI.

3ª Experiencia. Características do FET

O objetivo é medir algumas características do FET

1. A partir da folha de dados do FET fornecido determine
   - tipo do FET
   - $V_{DS}(max)$
   - $V_{GS}(max)$
   - $P(max)$
   - $I_D(max)$

2. Desenhe um circuito que lhe permita medir a característica $I_D \times V_{DS}$, tendo como parametro V_{GS}

3. Para $V_{DS} = 10V$ meça a tensão de estrangulamento $V_{GS} = V_P$

4. Para 5 valores de V_{GS} entre zero e V_P levante as curvas $I_D \times V_{DS}$ para pequenos valores de V_{DS} ($V_{DS} < 1V$)

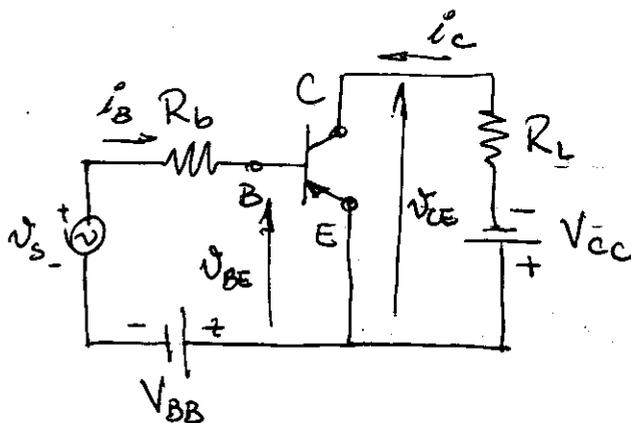
5. Para 4 valores de V_{GS} levante as curvas $I_D \times V_{DS}$ com V_{DS} variando até 15 V.

6. Comente os resultados.

7ª aula

6. Análise de circuitos transistorizados de pequeno sinal - modelo incremental e amplificadores de baixa frequencia (áudio)

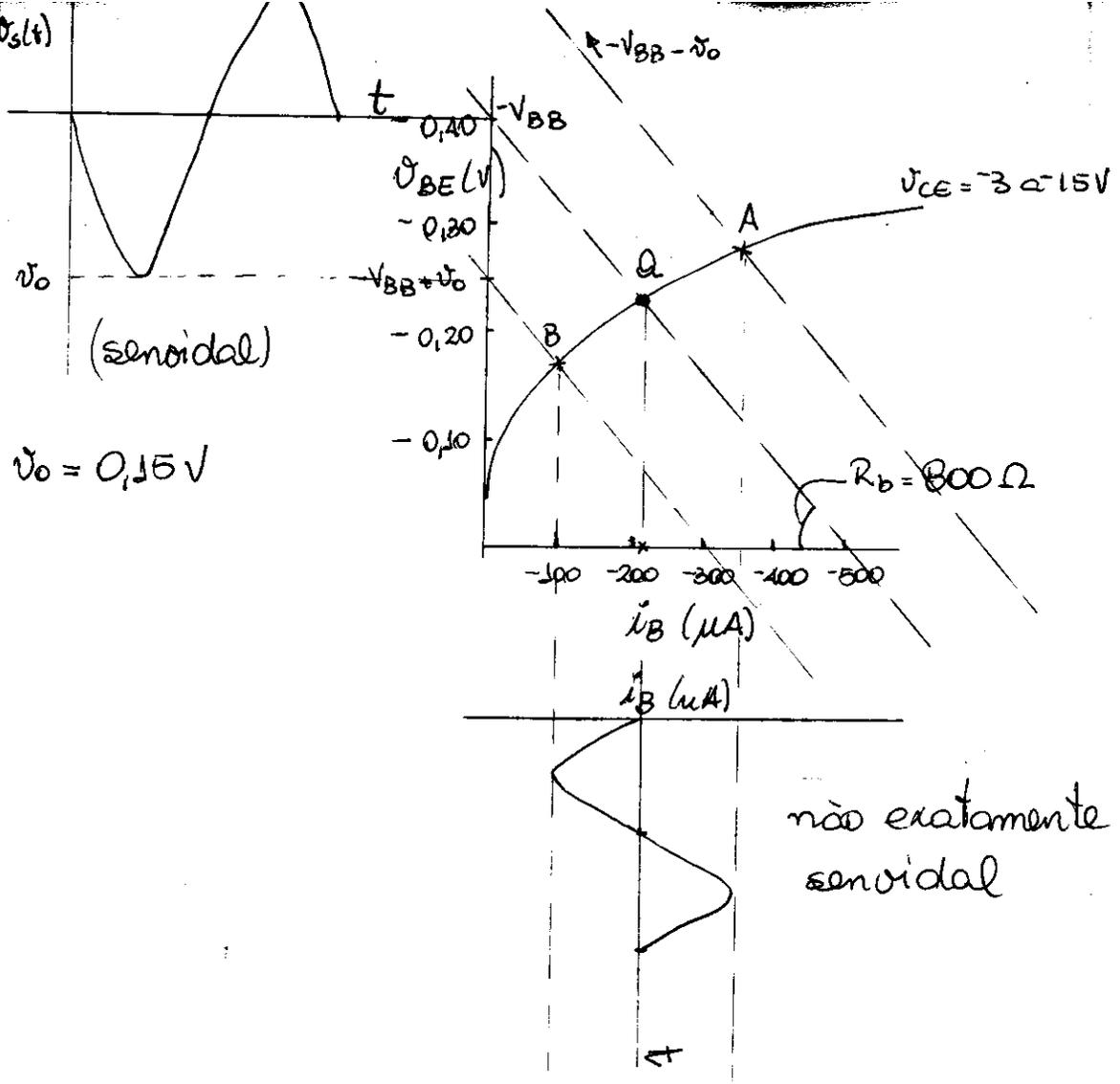
Como foi visto no capítulo sobre características dos transistores, para cada uma das tres configurações principalmente utilizadas (base, emissor ou coletor comum) o circuito apresenta uma família de curvas que são a característica de saída e outra família que é a característica de entrada. A partir destas curvas é possível fazer a análise gráfica do circuito e calcular voltagens e formas de onda de saída dadas as de entrada e desta forma descobrir o ganho, impedâncias de entrada e saída e outras propriedades do circuito.

Consideremos por exemplo o circuito com emissor comum com uma fonte de sinal v_s na malha de base:

Para cada uma das variáveis de circuito usaremos um índice com letra maiúscula para indicar o valor instantaneo, uma letra maiúscula com índice maiúsculo para o valor DC e letra minúscula com índice minusculo para indicar a variação em torno do valor DC. Assim:

$$i_C = i_c + I_C$$
$$i_B = i_b + I_B$$
$$v_{CE} = v_{ce} + V_{CE}$$
$$v_{BE} = v_{be} + V_{BE}$$

Na malha de entrada (base) sabemos que:

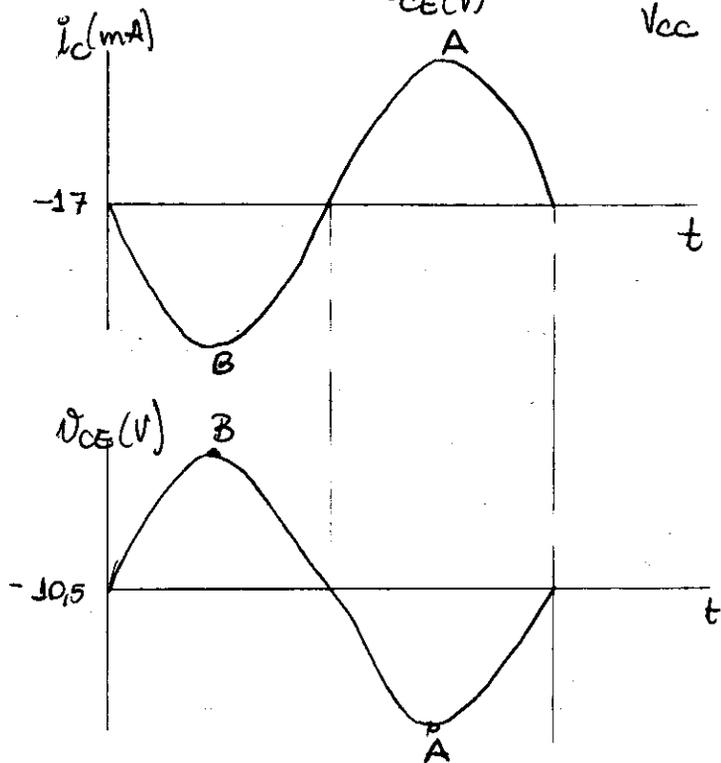
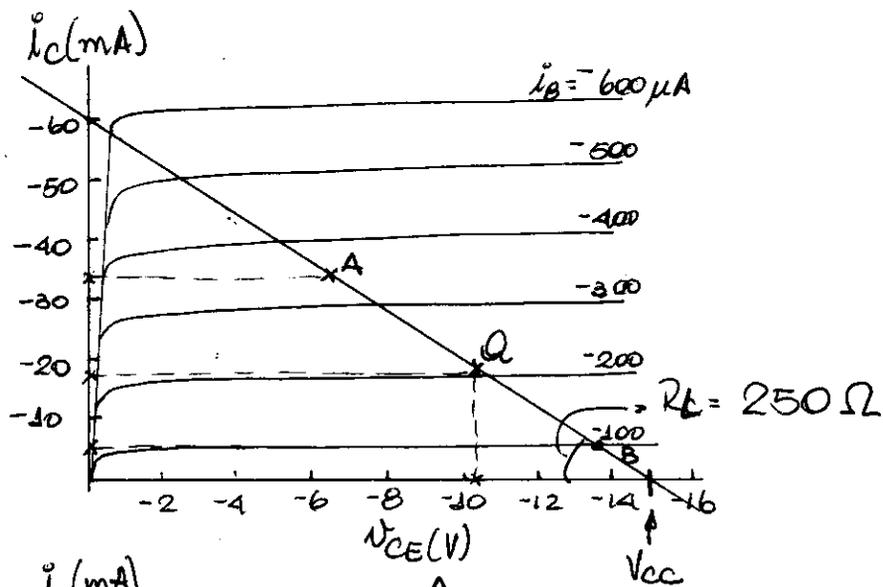
$$v_{BE} = -V_{BB} + v_s - R_b i_B \qquad (1)$$

Esta equação, junto com a característica de entrada do circuito nos permite descobrir o ponto quiescente e a onda de i_B. Consideremos $v_s = v_0 \operatorname{sen} \omega t$. Sem sinal temos $v_s = 0$ e a intersecção da reta (1) com a característica dá o ponto de equilíbrio Q. Com sinal a reta cuja inclinação é dada por R_b se desloca paralela a si mesma e para cada $v_s(t)$ podemos achar o correspondente $i_B(t)$ em cada instante t.

Observe que sendo a característica $v_{BE} \times i_B$ não linear, a forma $i_B(t)$ é não senoidal qdo $v_s(t)$ for senoidal. A distorção se tornará mais notável quanto maior for a excursão do sinal, ie, a amplitude $\underline{v_o}$.

Uma vez determinada a forma $i_B(t)$, usamos a característica de saída $i_C \times v_{CE}$ para achar $i_C(t)$. Sabemos que na malha de saída

$$v_{CE} = -V_{CC} - R\,i_C \quad (2)$$

e a intersecção desta reta com as curvas

descreve o ponto de operação. Para $i_B = I_B$ encontramos o ponto quiescente (sem sinal) e seguindo $i_B(t)$ obteremos a forma do $i_C(t)$

Assim, a voltagem de saída AC será $v_{OUT} = R_L i_c$ que será de amplitude

$$(v_{OUT})_{ampl} \simeq R_L \left[\frac{(i_c)_A - (i_c)_B}{2} \right]$$

$$\simeq 250 \times \frac{35 - 5}{2} = 3{,}75\,V$$

e o ganho em voltagem no caso será

$$A_V = \frac{(v_{OUT})\,amplitude}{v_o} = \frac{3{,}75}{0{,}15} = 25$$

Analogamente podemos calcular o ganho em corrente A_I.

- <u>modelo de pequeno sinal</u>: quando os sinais envolvidos forem suficientemente pequenos, o que é usual, o desagradável procedimento gráfico pode ser substituído por um processo analítico. A idéia básica é que quando as <u>excursões</u> em torno do ponto quiescente Q são pequenas podemos linearizar a característica. Assim podemos escrever:

$$v_{be} = h_{ie}\, i_b + h_{re}\, v_{ce}$$
$$i_c = h_{fe}\, i_b + h_{oe}\, v_{ce}$$

que relacionam as variações de corrente na base e da tensão de coletor-emissor com a

Variação de tensão base-emissor e a de corrente de coletor

Das equações resulta:

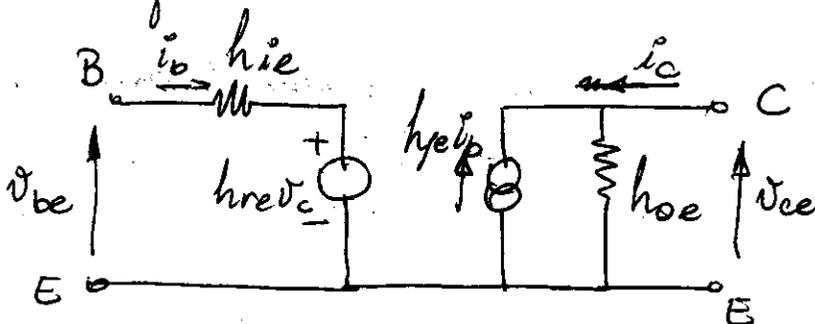
$$h_{ie} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta I_B}\right|_{v_{CE}=V_{CE}}$$

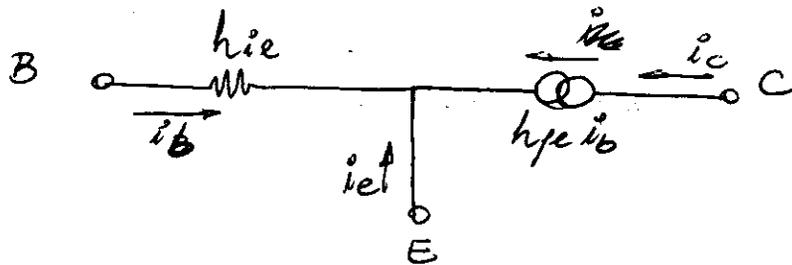
$$h_{re} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}}\right|_{i_B=I_B}$$

$$h_{fe} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}\right|_{v_{CE}=V_{CE}}$$

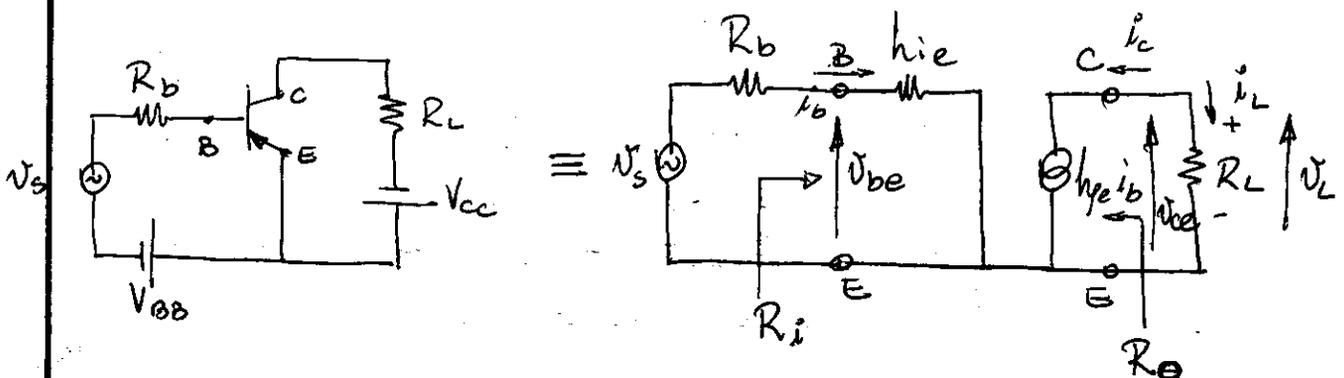
$$h_{oe} = \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\Delta i_c}{\Delta v_{CE}}\right|_{i_B=I_B}$$

Esquematicamente, no caso do circuito com emissor comum teremos o seguinte circuito equivalente:

B, i_b, h_{ie}, i_c, C, v_{be}, $h_{re}v_c$, $h_{fe}i_b$, h_{oe}, v_{ce}, E, E

Observe que na prática a variação de i_c com v_{CE} é pequena e $h_{oe} \approx 0$ e o mesmo se dá com a variação de v_{BE}

com respeito a v_{CE}, ie, $h_{re} \sim 0$. Assim o circuito equivalente para pequenos sinais fica sendo:

Para obter a resposta de um circuito para pequenos sinais basta então:

1. substituir o transistor nos pontos B C E pelo circuito equivalente
2. transferir todos os elementos do circuito original para o equivalente
3. como só estamos considerando a componente variável as fontes DC de voltagem ideais devem ser curtocircuitadas e as de corrente substituídas por circuitos abertos.
4. o circuito resultante pode ser resolvido para se achar as grandezas desejadas.

a) Circuito a emissor comum

- ganho de corrente - A_I

$$A_I = \frac{i_L}{i_b} = \frac{-i_c}{i_b} = \frac{-h_{fe}\, i_b}{i_b}$$

$$\boxed{A_I = -h_{fe}}$$

- resistencia de entrada - R_i

$$R_i = \frac{v_b}{i_b} = \frac{h_{ie}\, i_b}{i_b}$$

$$\boxed{R_i = h_{ie}}$$

- ganho de tensão - A_V

$$A_V = \frac{V_L}{v_b} = \frac{v_c}{v_b}$$

$$\boxed{A_V = \frac{-h_{fe} R_L}{h_{ie}}}$$

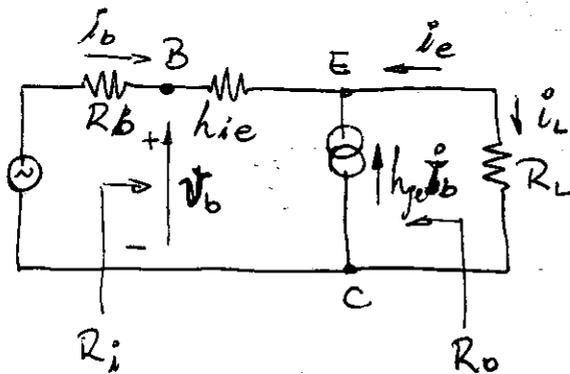
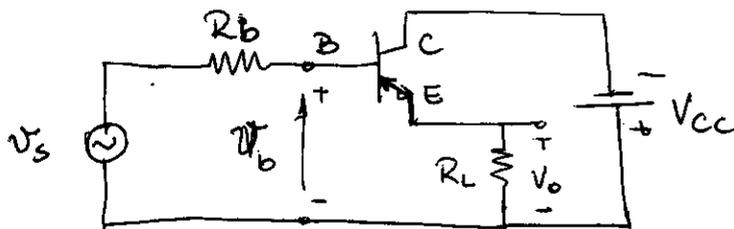
na verdade o que interessa é $A'_V = \frac{V_L}{V_s}$

$$A'_V = \frac{v_c}{v_s} = \frac{-h_{fe}\, i_b R_L}{(R_b + h_{ie})\, i_b} \qquad \boxed{A'_V = \frac{-h_{fe} R_L}{(R_b + h_{ie})}}$$

Este último é o ganho de tensão quando se leva em conta a resistencia de saída da fonte de sinal, R_b

- Resistencia de saída - R_o

$$R_o = \frac{\Delta V_L}{\Delta i_L}\bigg|_{v_s=0} = \infty \quad pq \quad v_s = 0 \Rightarrow i_b = 0 \Rightarrow i_L = 0$$

b) Circuito a coletor comum (seguidor de emissor)

- ganho de corrente $A_I = \frac{i_L}{i_b} = 1 + h_{fe}$

$$\boxed{A_I = 1 + h_{fe}}$$

- Resistencia de entrada $R_i = \frac{v_b}{i_b}$

$$v_b = i_b h_{ie} + (1 + h_{fe}) i_b R_L$$

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_L \sim (1 + h_{fe}) R_L$$

(h_{ie} tip $\sim$ 1K)

$$\boxed{R_i \sim (1 + h_{fe}) R_L}$$

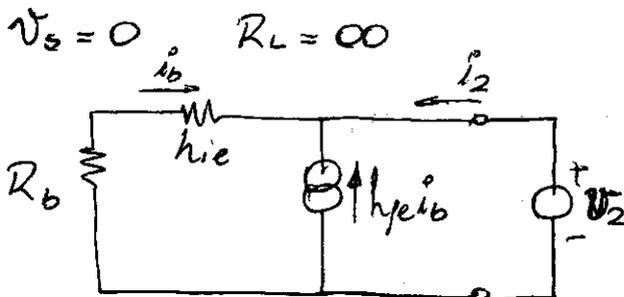
- ganho de tensão $A_V = \frac{v_L}{v_b} = \frac{i_L R_L}{i_b R_i}$

$$A_V = A_I \frac{R_L}{R_i} \qquad A_V = \frac{(1+h_{fe}) R_L}{R_i}$$

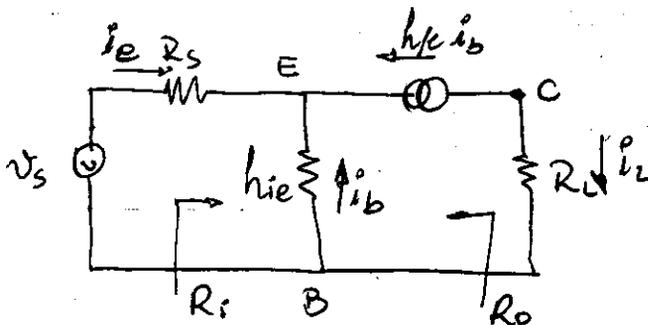
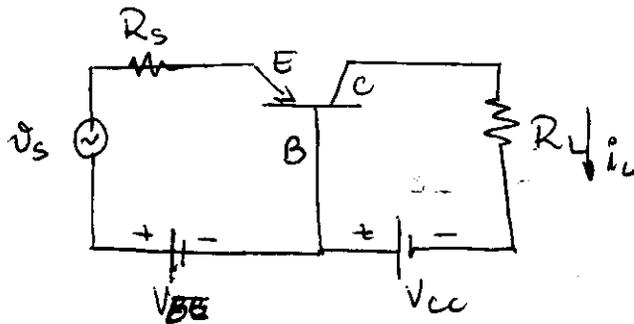
$$\boxed{A_V = 1 - \frac{h_{ie}}{R_i} \sim 1}$$

- Resistencia de saida

$v_s = 0$, $R_L = \infty$

i_b i_2 h_{ie} R_b $h_{fe} i_b$ v_2

$$v_2 = -(R_b + h_{ie}) i_b \qquad i_2 = -(1 + h_{fe}) i_b$$

$$R_o = \frac{v_2}{i_2} \qquad \boxed{R_2 = \frac{R_b + h_{ie}}{1 + h_{fe}}}$$

c) Circuito de base comum

– ganho de corrente $A_I = \frac{i_L}{i_e}$ $i_L = -h_{fe} i_b$

$$A_I = \frac{-h_{fe} i_b}{-h_{fe} i_b - i_b}$$

$$\boxed{A_I = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}}$$

– resistencia de entrada $R_i = \frac{v_{eb}}{i_e}$

$v_{eb} = -h_{ie} i_b$
$i_e = -(h_{fe} i_b + i_b)$

$$\boxed{R_i = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}}$$

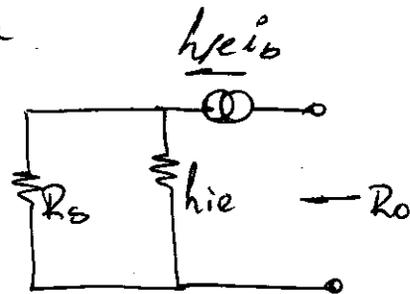
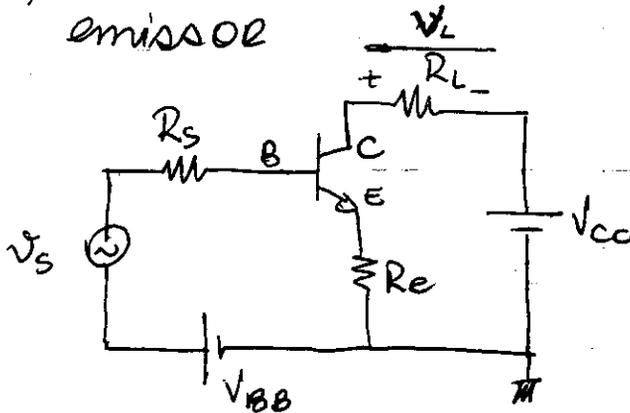
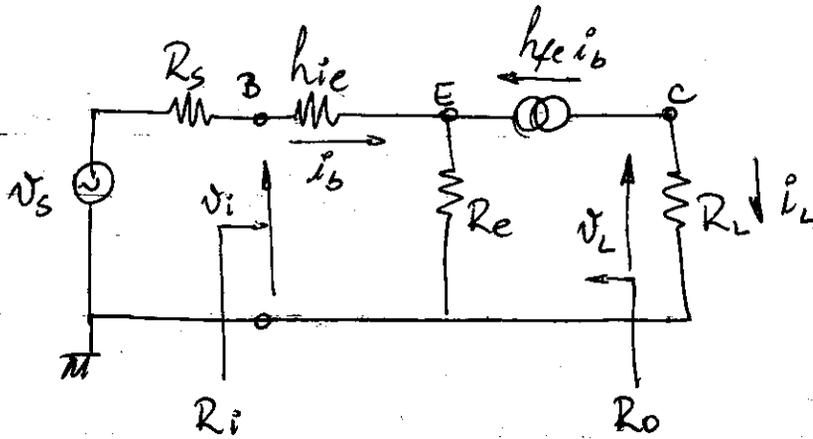
- ganho de tensão $A_V = \frac{A_I R_L}{R_i}$

$$A_V = \frac{\frac{h_{fe}}{\cancel{1+h_{fe}}}\, R_L}{\frac{h_{ie}}{\cancel{1+h_{fe}}}}$$

$$\boxed{A_V = \frac{h_{fe} R_L}{h_{ie}}}$$

- resistencia de saida

$v_s = 0 \quad R_L = \infty$

$$\boxed{R_o = \infty}$$

d) Circuito com emissor comum com resistor no emissor

- ganho de corrente $A_I = \frac{i_L}{i_b}$

$i_L = -h_{fe} i_b$ $\boxed{A_I = -h_{fe}}$

- resistencia de entrada $R_i = \frac{v_i}{i_b}$

$v_i = i_b h_{ie} + (1 + h_{fe}) i_b R_e$

$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e$ $\boxed{R_i \sim (1 + h_{fe}) R_e}$

- ganho de tensão $A_V = \frac{A_I R_L}{R_i}$

$A_V = -h_{fe} \frac{R_L}{(1+h_{fe}) R_e} \sim -\frac{R_L}{R_e}$ $\boxed{A_V \sim -\frac{R_L}{R_e}}$

- resistencia de saída $\boxed{R_o = \infty}$

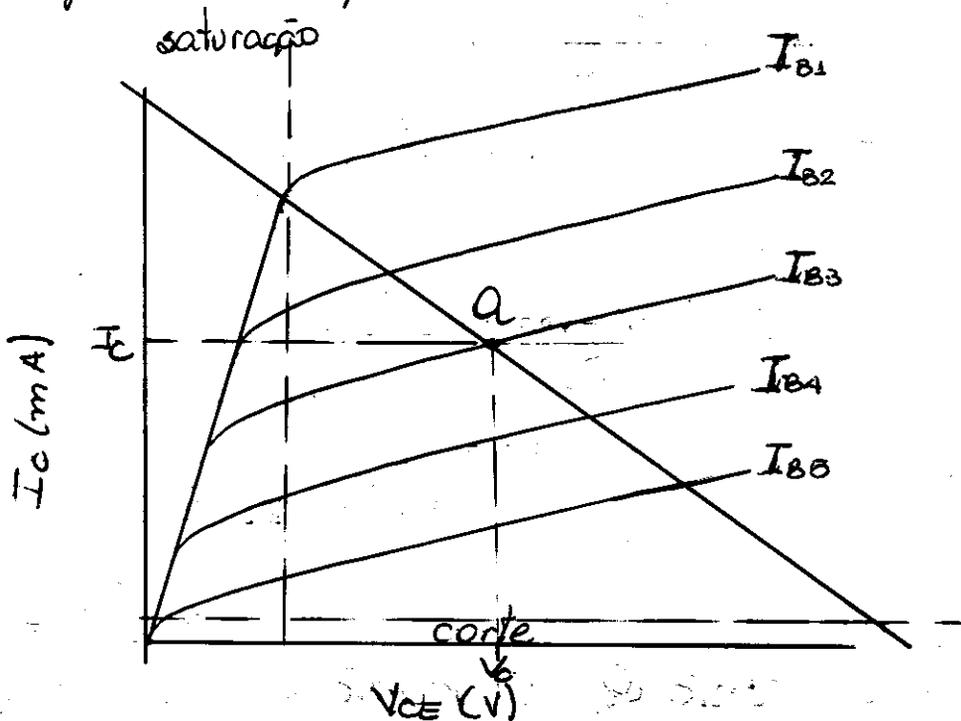
	EC	EC + Re	CC(SE)	BC
A_I	$-h_{fe}$	$-h_{fe}$	$1+h_{fe}$	$\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}$
R_i	h_{ie}	$h_{ie}+(1+h_{fe})R_e$	$h_{ie}+(1+h_{fe})R_L$	$\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}$
A_V	$-h_{fe}\frac{R_L}{h_{ie}}$	$-h_{fe}\frac{R_L}{R_i} \sim -\frac{R_L}{R_e}$	$1-\frac{h_{ie}}{R_i}\sim 1$	$h_{fe}\frac{R_L}{h_{ie}}$
R_o	∞	∞	$\frac{R_s+h_{ie}}{1+h_{fe}}$	∞

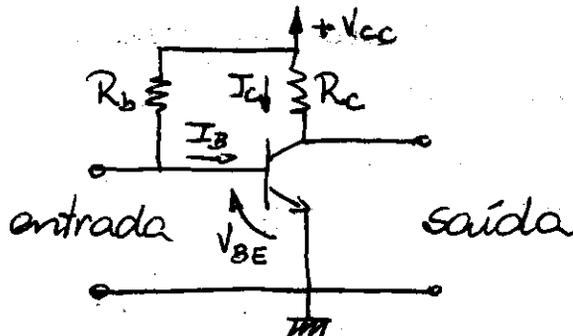
Valores típico $h_{fe} = 100$
$h_{ie} = 1K$

Observe que no EC com Re o ganho de tensão praticamente independe do h_{fe}, e portanto do transistor. Isto é porque o Re faz uma realimentação no circuito compensando a variação do h_{fe}. Se o h_{fe} aumenta, o ganho de corrente aumenta mas a resistência de entrada também aumenta, de modo que a corrente de entrada diminui o que compensa o efeito do aumento do A_I.

8ª aula

7. Determinação do ponto de operação do transistor na região ativa

Como foi visto na secção anterior, para o funcionamento linear do transistor ie, com distorção mínima do sinal de entrada no amplificador, é necessário escolher judiciosamente o ponto de operação DC.

De acordo com a excursão do sinal de entrada o ponto a deve ser escolhido de modo que as regiões de saturação e corte não sejam atingidas. Assim, no transistor sem sinal de entrada devemos man-

ter uma corrente de base DC (I_{B3} na Figura acima) e uma corrente de coletor I_C e um valor fixo de V_{CE}. Para determinar estes pontos é conveniente usar um circuito que use só uma fonte DC como o esquematizado abaixo:

Conhecendo os parametros V_{BE} e β do transistor podemos projetar o circuito:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} = I_{B3} \qquad (1)$$

Tipicamente $V_{BE} = 0{,}2V$ p/ Ge
$= 0{,}7V$ p/ Si

Conhecido I_B sabemos em qual curva deve estar o ponto Q. O ponto é definido pela intersecção da característica do transistor com a reta de carga:

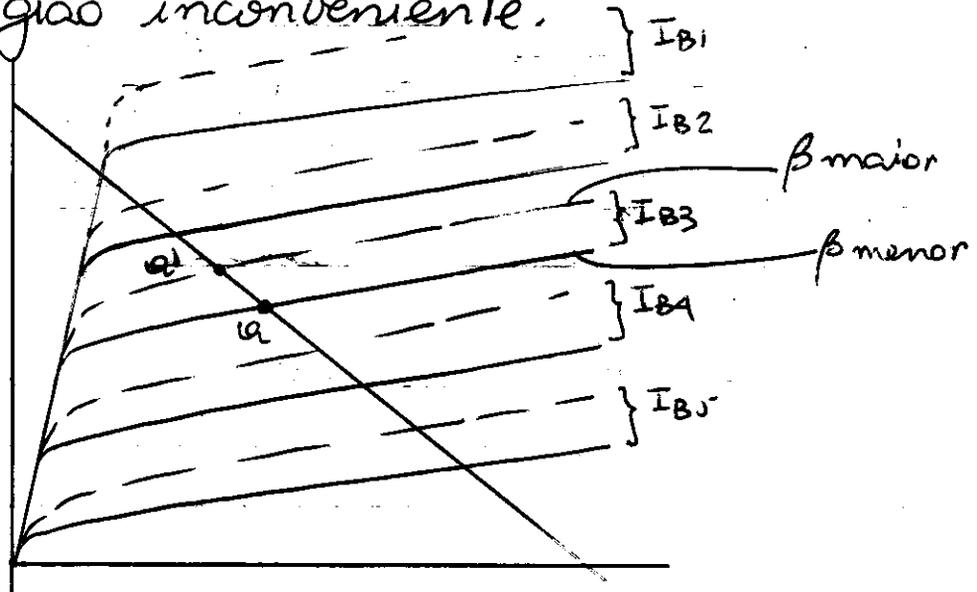
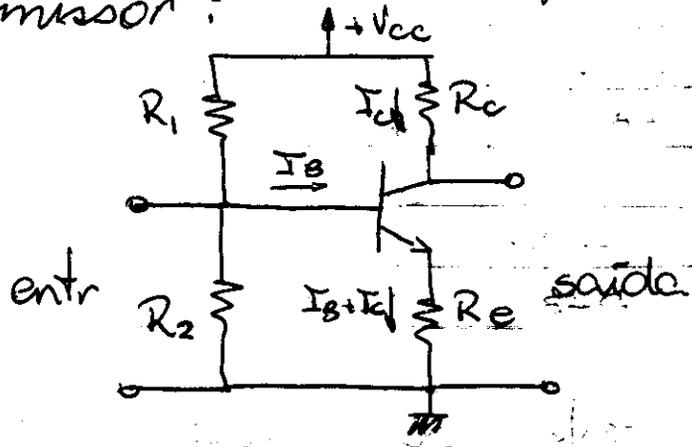
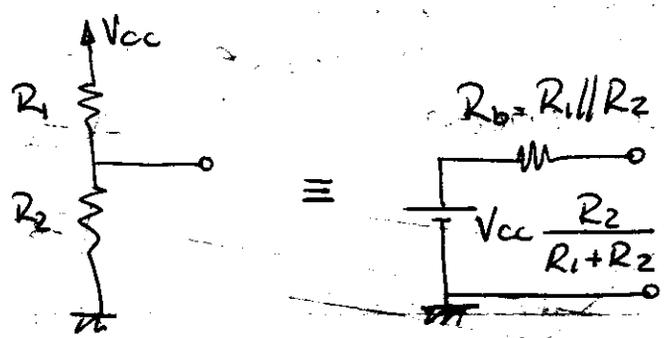
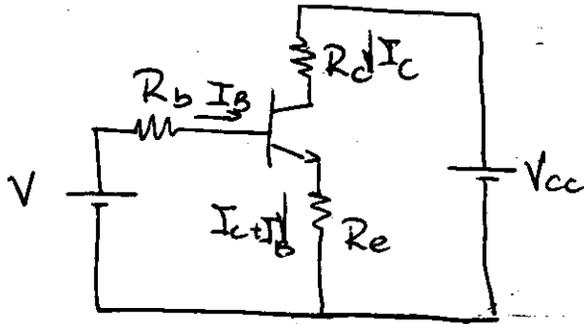
$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C \qquad (2)$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \qquad (3)$$

Assim, com as equações (1), (2) e (3) acima podemos calcular R_b e R_c, dados V_{CC}, β e V_{BE}, para obter um dado ponto de operação (I_C, V_C)

$$R_b = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B}$$

$$R_c = \frac{V_{CC} - V_C}{\beta I_B}$$

Observe que neste caso a corrente de base é fixada por R_B e V_{BE} (que varia pouco de transistor para transistor). Porém escolhido R_c, se mudarmos o transistor, como β muda muito de um para outro, o ponto de operação pode mudar bastante, inclusive se deslocando para uma região inconveniente.

Para estabilizar o ponto de operação com relação às variações de β pode-se usar o mesmo truque usado no amplificador de emissor comum: por um resistor no emissor:

O circuito da base pode ser substituído pelo equivalente Thevenin:

e o circuito equivalente completo é:

$$V = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad R_b = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Para achar o pto de operação: (I_B, I_c e V_{CE})
Na malha da base:

$$V = R_b I_B + V_{BE} + R_e (I_c + I_B) \qquad (1)$$

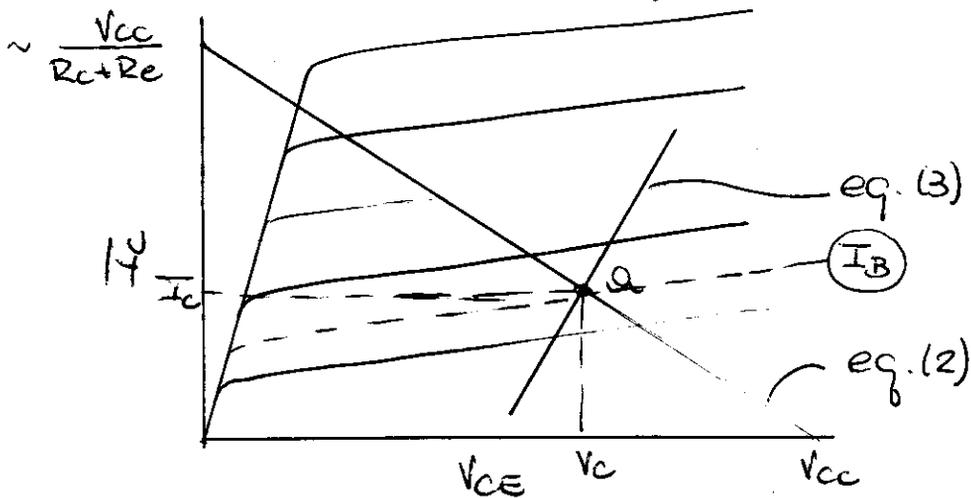
e na do coletor:

$$V_{cc} = R_c I_c + V_{CE} + R_e (I_c + I_B)$$
$$\simeq R_c I_c + V_{CE} + R_e I_c \qquad (I_B \ll I_c)$$
$$V_{cc} \simeq V_{CE} + (R_c + R_e) I_c \qquad (2)$$

Tirando I_c em (1) e substituindo em (2):

$$V_{cc} = V_{CE} + (R_c + R_e) \frac{V - R_b I_B - V_{BE} - R_e I_B}{R_e} \qquad (3)$$

que relaciona V_{CE} c/ I_B. Assim, no gráfico $I_c \times V_{CE}$ temos tres curvas:
- características do transistor
- reta de carga (eq. 2)
- $V_{CE} \times I_B$ (eq. 3)

Com estas 3 no gráfico achamos Q:

Se em vez das curvas características tivermos o valor de β:

$$\begin{cases} I_C = \beta I_B \\ V = R_b I_B + V_{BE} + R_e (I_C + I_B) \end{cases} \qquad \text{(eq. 1)}$$

$$V = R_b I_B + V_{BE} + R_e I_B (1+\beta)$$

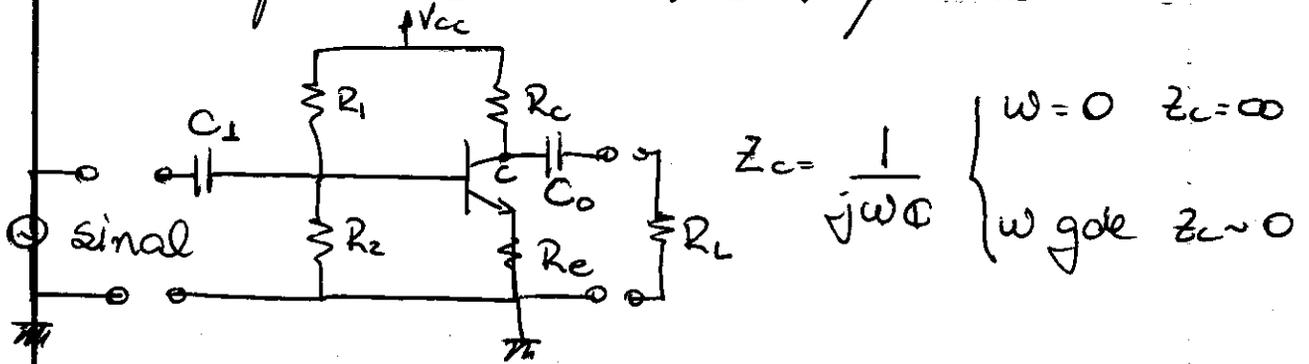
$$\boxed{I_B = \frac{V - V_{BE}}{R_b + R_e(1+\beta)}}$$

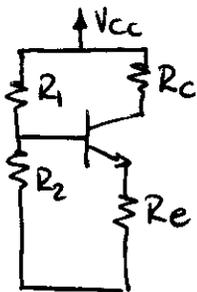
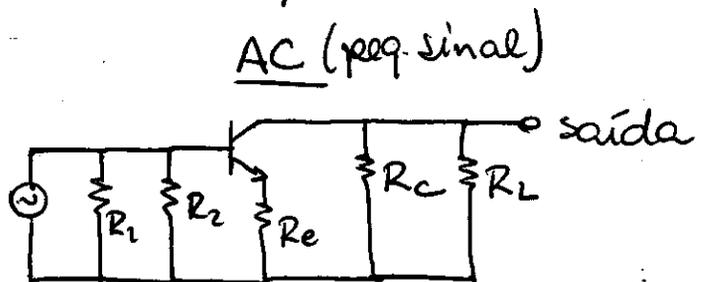
com a eq. (2)

$$\boxed{V_{CE} = V_{CC} - (R_c + R_e)\beta I_B}$$

$$\boxed{I_C = \beta I_B}$$

– Uso de capacitores de acoplamento - com o transistor polarizado, a aplicação do sinal a ser amplificado deve ser feita sem perturbar o estado de polarização. Isto significa que devemos desacoplar a fonte de sinal do circuito de polarização, o que é feito usando-se capacitores. Como sabemos, a impedância do capacitor para DC ($\omega = 0$) é infinita.

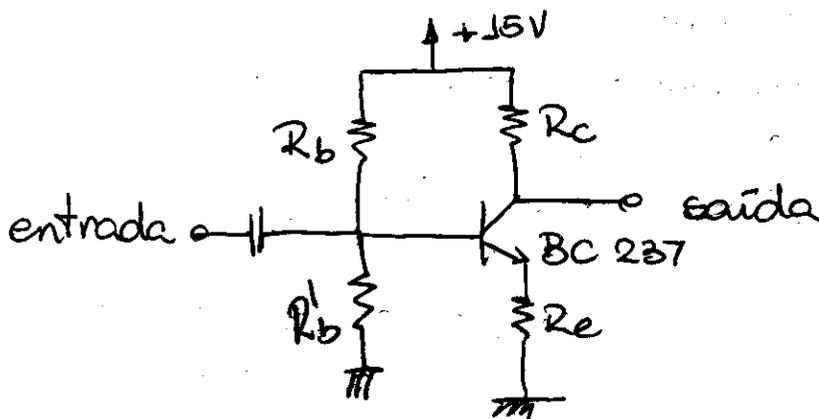
$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad \begin{cases} \omega = 0 & Z_C = \infty \\ \omega \text{ gde} & Z_C \sim 0 \end{cases}$$

Na saída usa-se igualmente um capacitor para eliminar o valor DC da tensão em C dado pela polarização. Assim nem a carga nem a fonte de sinal ficam submetidas à tensão DC.

O circuito tem então um equivalente para análise DC e outro para AC:

Resumindo:
- para análise DC → capacitor = circuito aberto
- para análise AC → capacitor = curto

Numa análise mais rigorosa, especialmente necessária em frequencias ~~baixas~~ altas, torna-se necessário considerar a impedancia do capacitor $1/j\omega C$.

4ª Experiência - Amplificador AC transistorizado

O objetivo desta experiencia é construir e medir as características de um amplificador AC transistorizado.

Considere o circuito abaixo:

Dados para o projeto:

$I_C = 1\ mA$

ganho = 100

amplitude do sinal de saída: ± 2V (entrada ≤ 0,02V)

1. Meça o β_{DC} do transistor usado, projetando para isto um circuito adequado, quando $I_C = 1\ mA$. Meça também V_{BE} nestas condições.

2. Projete os valores de R_b, R_c e R_e para obter os requisitos do projeto

3. Calcule o valor do capacitor de acopla-
mento C para que o circuito aceite
frequencias acima de 1KHz, ie; para
$f > 1kHz$ $Z_C \ll Z_{in}$

4. Construa o circuito projetado e
meça: ($f =$ 5kHz)
4.a) ganho
4.b) máximo sinal de entrada sem distor-
ção na saída
4.c) ganho x frequencia ($f =$ 10Hz a 100kHz)

5. Substitua o transistor por outro do
mesmo tipo e repita 4a e 4b

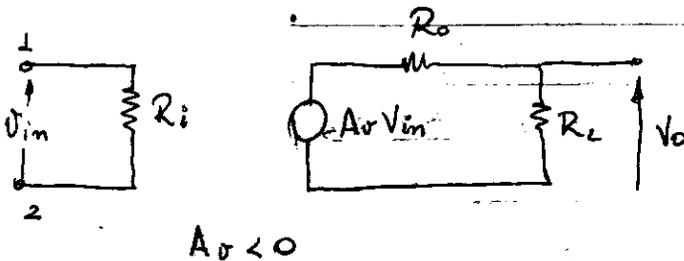
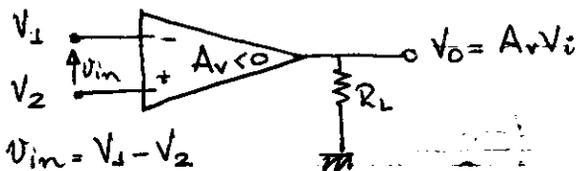
6. Calcule a impedancia de entrada e
de saída do circuito.

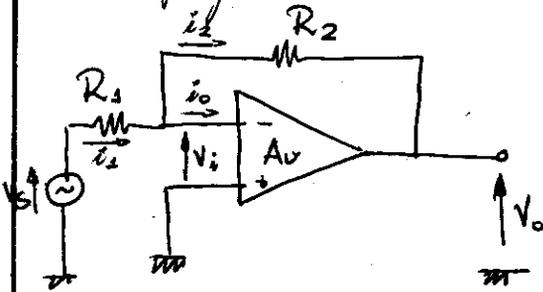
9ª Aula

8. Amplificador Operacional

O Amplificador Operacional (OpAmp) é um amplificador integrado de alto ganho, com resposta desde DC até centenas de MHz dependendo do modelo. A adição de elementos externos (R, C, L, diodos, ...) permite ajustar a função de transferência de acordo com o desejado.

Características do AmpOp ideal são:

1. Resistencia de entrada $R_i = \infty$
2. Resistencia de saída $R_o = 0$
3. Ganho de Tensão $A_v = \infty$
4. Largura de Faixa $BW = \infty$
5. $V_o = 0$ quando $v_{in} = 0$
6. Características independentes da temperatura

- Amplificador Inversor com Amp Op.

i_2 R_2 R_1 i_0 V_i A_v i_1 V_s V_o

$$V_o = A_v V_i$$

$$i_o = \frac{V_i}{R_i} = \frac{V_o}{A_v R_i}$$

$$i_1 = \frac{V_s - V_i}{R_1} = \frac{V_s - V_o/A_v}{R_1} = \frac{A_v V_s - V_o}{A_v R_1}$$

$$i_2 = \frac{V_i - V_o}{R_2} = \frac{V_o/A_v - V_o}{R_2} = \frac{V_o - A_v V_o}{A_v R_2}$$

$$i_1 = i_o + i_2$$

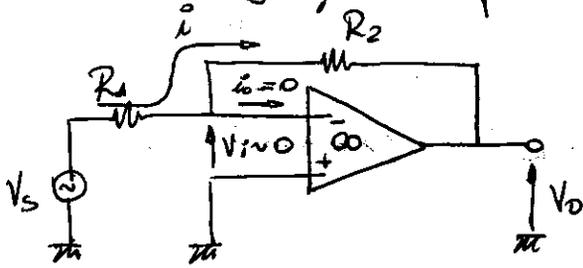
$$\frac{A_v V_s - V_o}{A_v R_1} = \frac{V_o}{A_v R_i} + \frac{V_o - A_v V_o}{A_v R_2}$$

$$\frac{\cancel{A_v} V_s}{\cancel{A_v} R_1} = V_o \left[\frac{1}{A_v R_1} + \frac{1}{A_v R_i} + \frac{(1 - A_v)}{A_v R_2} \right]$$

$$\boxed{V_o = \frac{V_s}{R_1 \left[\frac{1}{A_v R_1} + \frac{1}{A_v R_i} + \frac{1 - A_v}{A_v R_2} \right]}}$$

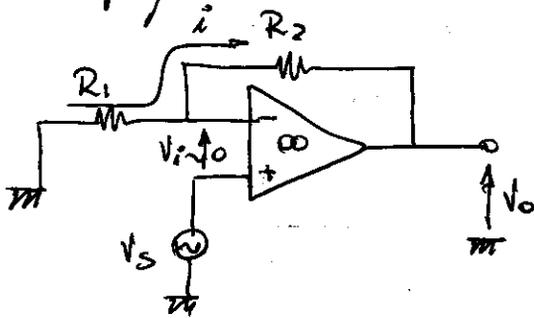
$A_v \rightarrow \infty$ $\qquad$ $\boxed{V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_s}$

$R_i \rightarrow \infty$ $\qquad$ $i_o \rightarrow 0$

Ou, simplificadamente, podemos assumir que no AmpOp ideal $R_i = \infty$, $A_v = \infty$ e isto significa que para V_o finito $V_i = 0$:

$$i = \frac{V_s - 0}{R_1}$$

$$V_o = -i R_2$$

$$\boxed{V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_s}$$

- Amplificador não inversor.

$$i = -\frac{V_i + V_s}{R_1} \sim -\frac{V_s}{R_1}$$

$$V_o = -i(R_1 + R_2)$$

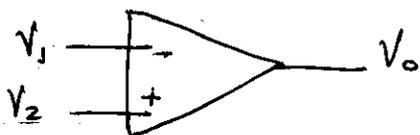
$$\boxed{V_o = V_s \frac{R_1 + R_2}{R_1}}$$

Rejeição de modo comum.

No AmpOp ideal espera-se que a tensão de saída seja proporcional à diferença de tensões na entrada, ie,

$$V_o = A_d (V_1 - V_2)$$

onde A_d é o ganho diferencial. Assim, qualquer sinal comum a ambas as entradas não faz efeito na saída, é rejeitado.

No AmpOp real é impossível satisfazer estritamente a esta condição, porque, por ex, aumentando ΔV em ambas as entradas deslocaremos o ponto de polarização dos transistores de entrada. Em geral, a saída pode ser escrita como uma combinação linear das entradas:

$$V_o = A_1 V_1 + A_2 V_2$$

onde A_1 e A_2 são os ganhos obtidos com as entradas 2 e 1 respectivamente aterradas:

$$A_1 = \left.\frac{V_o}{V_1}\right|_{V_2=0} \qquad A_2 = \left.\frac{V_o}{V_2}\right|_{V_1=0}$$

Podemos escrever:

$$V_o = \frac{1}{2}(A_1 - A_2)(V_1 - V_2) + \frac{1}{2}(A_1 + A_2)(V_1 + V_2)$$

$$V_o = A_d (V_1 - V_2) + A_c \frac{(V_1 + V_2)}{2}$$

$$A_d = \frac{A_1 - A_2}{2} \qquad A_c = A_1 + A_2$$

ganho diferencial   ganho comum

Por exemplo, se $A_d = 10^4$ e $A_c = 10$ teremos:

a) $V_1 = 50\mu V$ e $V_2 = -50\mu V$ $\Rightarrow$ $V_o = 10^4 \cdot 100\mu V + 10 \cdot 0$
($V_1 - V_2 = 100\mu V$) $\quad$ $\underline{V_o = 1V}$

b) $V_1 = 1050\mu V$ e $V_2 = 950\mu V$ $\Rightarrow$ $V_o = 10^4 \cdot 100\mu V + 10 \cdot 1000\mu V$
($V_1 - V_2 = 100\mu V$) $\quad$ $\underline{V_o = 1{,}001 V}$

Uma característica importante do AmpOp real é então a Razão de Rejeição de Modo Comum, CMRR:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

(ou $CMRR = 10 \log_{10} \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$ em dB)

Quanto maior o CMRR menor o efeito do sinal comum às duas entradas.

Uma aplicação importante é quando desejamos eliminar (ou reduzir) um ruído que seja comum às duas entradas:

$$V_1 = V_{S1} + v_R$$
$$V_2 = V_{S2} + v_R$$

$$\boxed{V_o = \underbrace{A_d (V_{S1} - V_{S2})}_{\text{sinal}} + \underbrace{A_c v_R}_{\text{ruído}}}$$

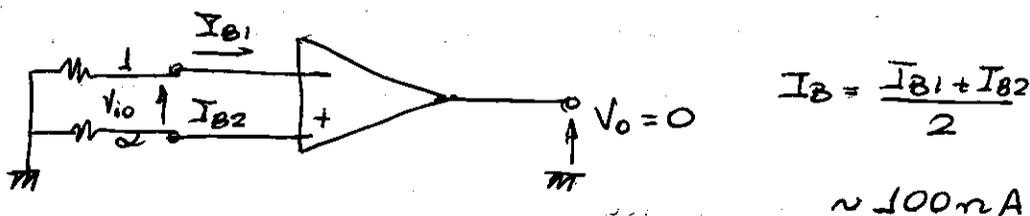
$$\boxed{V_o = A_d (V_{S1} - V_{S2}) \left[1 + \frac{v_R}{(V_{S1} - V_{S2})} \cdot \frac{1}{CMRR} \right]}$$

Voltagens e correntes de offset.

- corrente de polarização na entrada - é a média das correntes entrando nos terminais de entrada 1 e 2 qdo $V_o = 0$, necessária para manter a polarização dos transistores de entrada

$V_o = 0$

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

$\sim 100 nA$

- corrente de offset na entrada - $I_{io} = I_{B1} - I_{B2} \Big|_{V_o = 0}$ $\sim 10 nA$

- tensão de offset - tensão necessária na entrada para zerar a saída - $V_{io} \sim 1 mV$

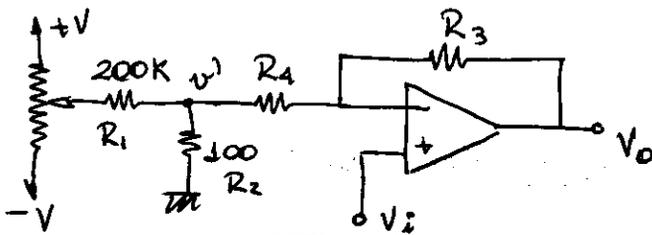
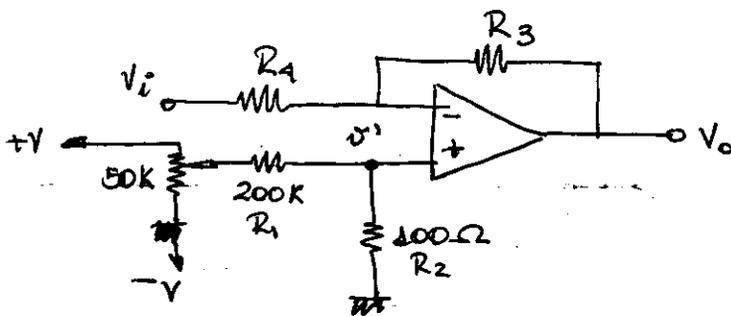
- tensão de offset na saída - V_o quando $V_1 = V_2 = 0$

- razão de rejeição da fonte - $PSRR = \frac{\Delta V_{io}}{\Delta V_{cc}} \sim \mu V/V$

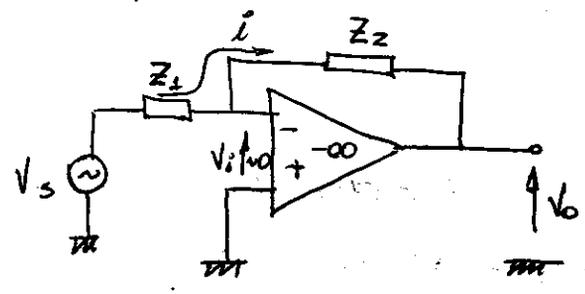
- taxa de variação de tensão (slew rate) - variação da voltagem de saída no tempo máxima:

$$\frac{dV_o}{dt} \sim V/\mu s$$

Balanceamento do Amp Op.

Devido aos offsets do Amp Op real, num determinado circuito é necessário aplicar uma pequena voltagem à entrada para que a saída seja nula quando não há sinal aplicado à entrada. Alguns Amp Ops tem pernas especiais para compensação do offset, onde se corrige levemente as polarizações dos transistores internos através de um ou dois potenciometros externos (offset adjust). Caso contrário pode-se usar um dos circuitos abaixo:

R_1 e R_2 são escolhidos de forma que v' esteja na faixa $\pm 7{,}5\, mV$ aproximadamente, já que $V_{io} \sim 1\, mV$; $v' = \pm \frac{V}{R_1+R_2} \cdot R_2$ $(V \sim 15V)$

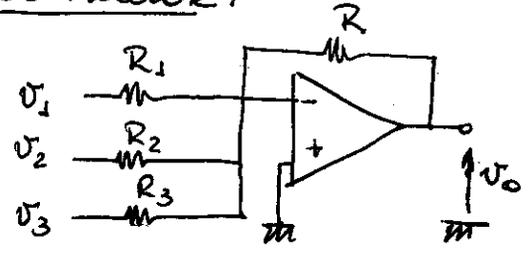
Aplicações de Amp Op.

- amplificador inversor:

$$V_o = -\frac{Z_2}{Z_1} V_s$$

$$Z_{in} = \frac{V_s}{i} = Z_1$$

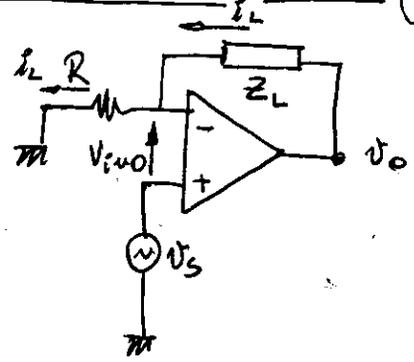
se $Z_2 = Z_1$ → $G = -1$ inversor

se Z_2 e Z_1 tem fases diferentes → defasador

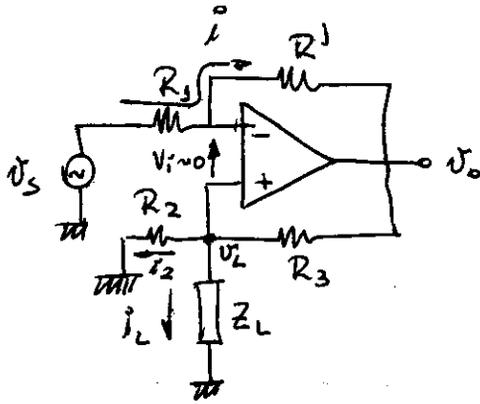
- somador:

$$v_o = -R\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \cdots \frac{v_n}{R_n}\right)$$

se $R_1 = \cdots = R_n$

$$v_o = \frac{-R}{R_n}\left(v_1 + v_2 + \cdots v_n\right)$$

- conversor de voltagem em corrente:

$$i_L = \frac{v_s}{R}$$

carga Z_L não aterrada

Impedancia de entrada é muito alta ($R_i \to \infty$)

$$i = \frac{v_s - v_L}{R}$$

$$\begin{cases} v_o = v_L - \dfrac{R'}{R}(v_s - v_L) \\ \dfrac{v_o - v_L}{R_3} = \dfrac{v_L}{R_2} + i_L \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_o = v_L\left(1 + \dfrac{R'}{R}\right) - v_s \dfrac{R'}{R} \\ v_o = v_L\left(1 + \dfrac{R_3}{R_2}\right) + i_L R_3 \end{cases}$$

se $\dfrac{R_3}{R_2} = \dfrac{R'}{R}$ $\Rightarrow$ $i_L = -\dfrac{R'}{R R_3} v_s$

$$\boxed{i_L = -\frac{v_s}{R_2}}$$

impedancia de entrada: $R_{in} = \dfrac{v_s}{i}$

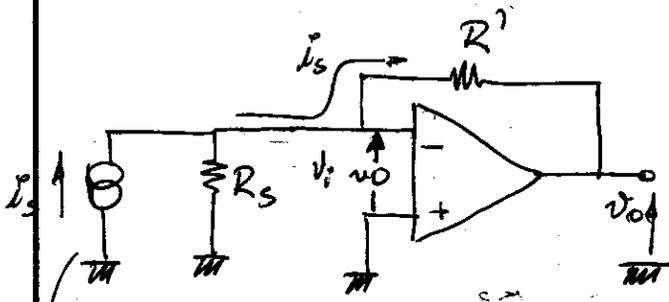
$$v_L = i_L Z_L = -\frac{v_s Z_L}{R_2}$$

$$i = \frac{v_s - v_L}{R}$$

$$i = \frac{v_s + Z_L v_s / R_2}{R}$$

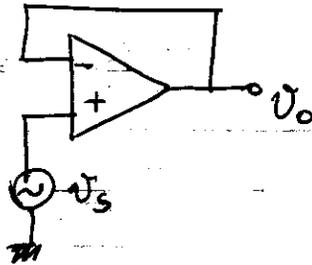
$$i = v_s \frac{1 + Z_L/R_2}{R}$$

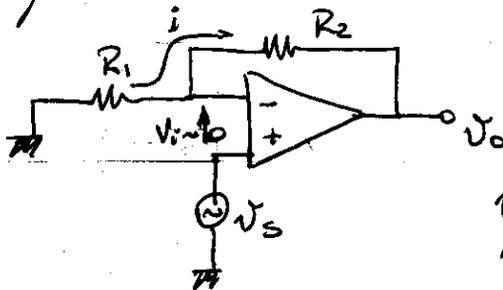
$$\boxed{R_{in} = \frac{R}{1 + Z_L/R_2}}$$

- conversor de corrente em tensão

$$v_o = -i_s R'$$

$i_{R_s} \sim 0 \; (V_i = 0)$

$\hookrightarrow$ fotomultiplicadora

- seguidor de tensão

$$v_o = v_s$$
$$R_{in} \to \infty$$

- amplificador não inversor

$$v_o = v_s - i R_2$$

$$v_o = v_s + \frac{v_s}{R_1} R_2$$

$$v_o = v_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

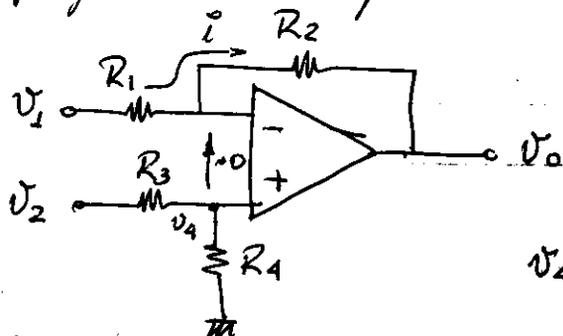
$(R_{in} \to \infty)$

- se $R_2 = 0 \Rightarrow$ seguidor de tensão.

- amplificador diferencial (DC)

$$v_4 = \frac{v_2}{R_3 + R_4} R_4$$

$$i = \frac{v_1 - v_4}{R_1}$$

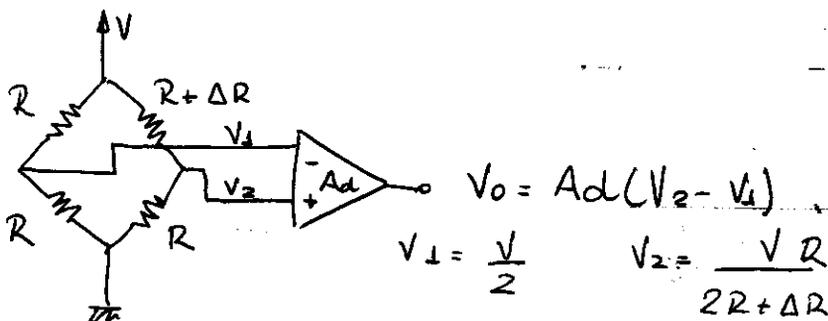
$$v_o = v_4 - i R_2$$

$$v_o = \frac{v_2}{R_3 + R_4} R_4 - R_2 \frac{v_1}{R_1} + \frac{R_2 v_2 R_4}{(R_3 + R_4) R_1}$$

$$v_o = v_2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_2 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)} \right) - \frac{R_2}{R_1} v_1$$

$$v_o = v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} v_1$$

se $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$; $\boxed{v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)}$

$(R_{in2} = R_3 + R_4)$

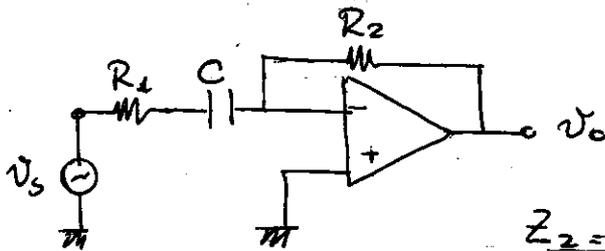
- amplificador com ponte

$$V_o = Ad (V_2 - V_1)$$

$$V_1 = \frac{V}{2} \qquad V_2 = \frac{V R}{2R + \Delta R}$$

$$V_2 - V_1 = \frac{V}{2} \left(\frac{R}{R + \Delta R/2} - 1 \right) = \frac{V}{2} \left(\frac{1}{1 + \delta/2} - 1 \right)$$

$$V_2 - V_1 = \frac{V}{2}\,\frac{\delta/2}{1+\delta/2} = \frac{V}{4}\,\frac{\delta}{1+\delta/2} \qquad \delta = \frac{\Delta R}{R}$$

$$\boxed{V_o = \frac{A_d\,V}{4}\,\frac{\delta}{1+\delta/2}}$$

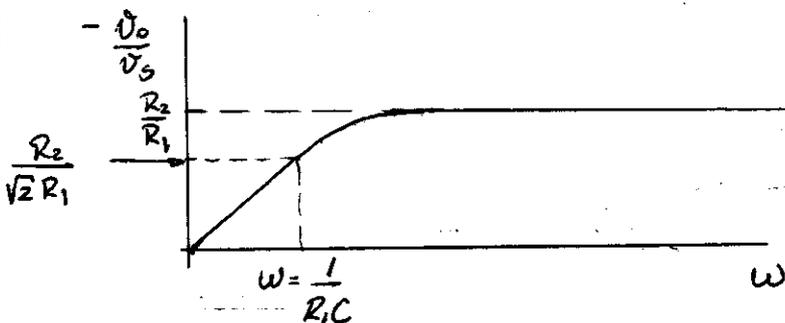
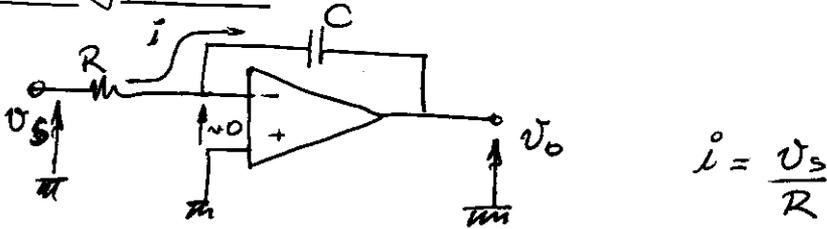
- <u>amplificador AC</u>

$$v_o = -\frac{Z_2}{Z_1}\,v_s$$

$$Z_2 = R_2$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C}$$

$$v_o = -v_s\,\frac{R_2}{R_1 + 1/j\omega C}$$

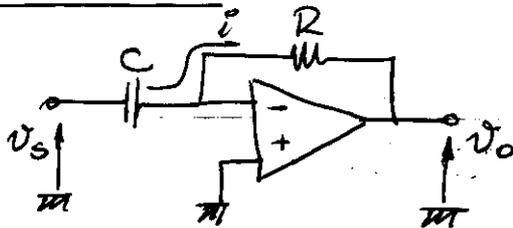
$$v_o = -v_s\,\frac{j\omega C R_2}{1 + j\omega R_1 C}$$

$$v_o = -v_s\,\frac{R_2}{R_1}\,\frac{j\omega}{j\omega + 1/R_1 C}$$

- integrador

$$i = \frac{v_s}{R}$$

$$v_o = -\frac{1}{C}\int i\,dt$$

$$\boxed{v_o = -\frac{1}{RC}\int v_s\,dt} \qquad (R_{in} = R)$$

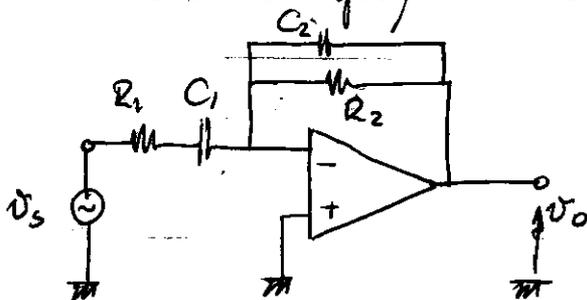
se $v_s = V$ cte no tempo $\Rightarrow$ $v_o = -\frac{Vt}{RC}$ $\rightarrow$ gerador de rampa

- diferenciador

$$i = C\frac{dv_s}{dt}$$

$$\boxed{v_o = -RC\frac{dv_s}{dt}}$$

5ª Experiencia - Amp Op I

O objetivo é construir alguns circuitos usando amplificadores operacionais.

1. Para o amplificador AC abaixo

a) mostre que o ganho pode ser escrito como

$$G(\omega) = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-j\omega R_2 C_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)(1 + j\omega R_2 C_2)}$$

b) se $R_1C_1 >> R_2C_2$ mostre que
- para $\omega << 1/R_1C_1$ $G(\omega) \to 0$
- para $\omega >> 1/R_2C_2$ $G(\omega) \to 0$
- para ω intermediário $G(\omega) = -R_2/R_1$

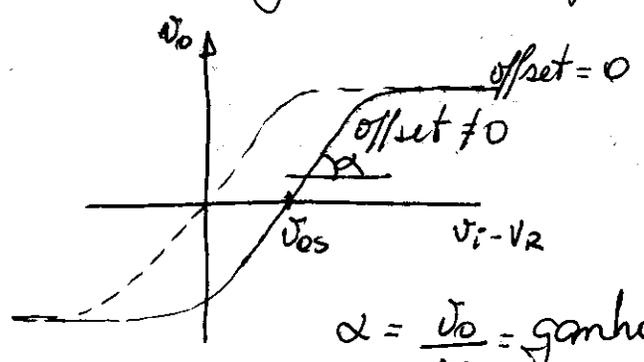
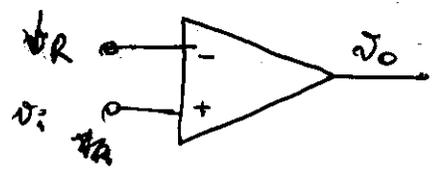
c) projete o circuito de modo que:
- frequencia de corte baixa seja $f_1 = 200\,Hz$
- frequencia de corte alta seja $f_2 = 1000\,Hz$
- o ganho a frequencias intermediárias seja 10

d) construa o circuito usando o AmpOp μA741 e meça sua curva de resposta em frequência. Comente os resultados.

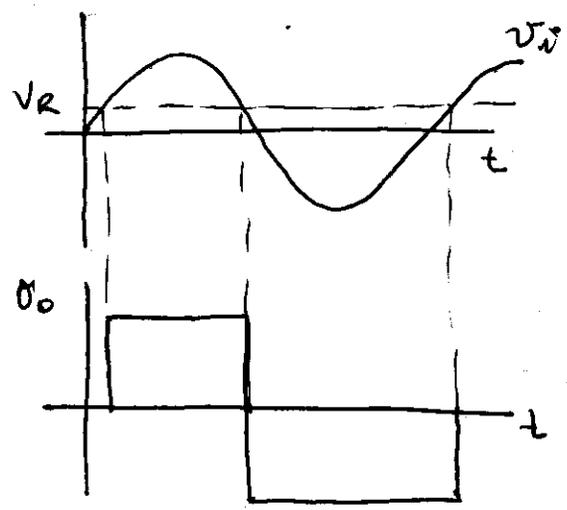
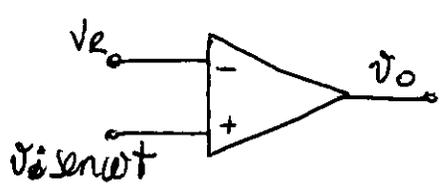
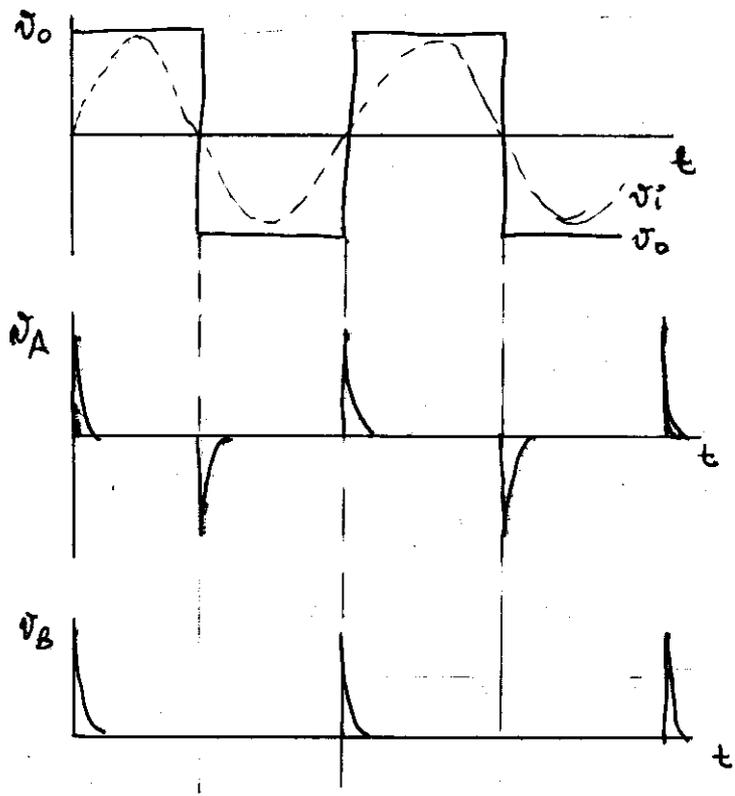
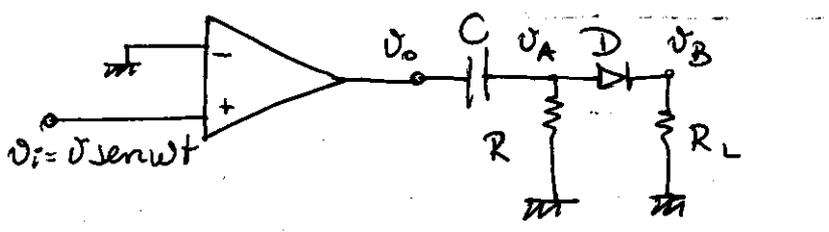
2. Projete um amplificador diferencial usando um AmpOp μA741 com ganho diferencial Ad = 10 e impedância de entrada maior que 10kΩ. Para o amplificador construído meça o ganho diferencial e o ganho de modo comum. Comente os resultados.

10ª Aula

Aplicações não lineares do Amp Op.

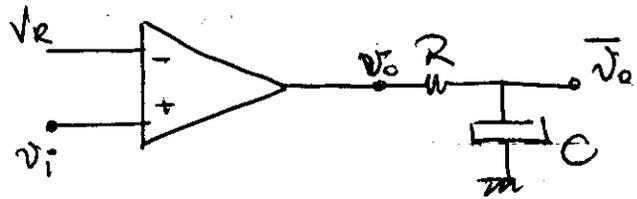
a) comparadores - serve para comparar o sinal de entrada com um nível de referencia e mudar o estado da saída segundo v_i seja > ou < que V_R

$\alpha = \frac{v_o}{v_i}$ = ganho para sinal solo

- detetor de zero: muda de estado quando a entrada passa por zero → basta por $V_R = 0$

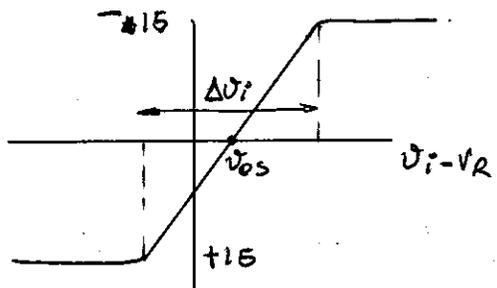
- geração de onda quadrada a partir de senoide

– pulsos de sincronização temporal

– analizador de distribuição de amplitude – é um circuito usado para medir qual a probabilidade de um dado sinal estar acima de um determinado valor V_R

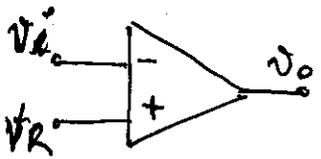
1)	$v_i > V_R$	$v_o = V_A$	[illegible]
2)	$v_i < V_R$	$v_o = V_B$	[illegible]

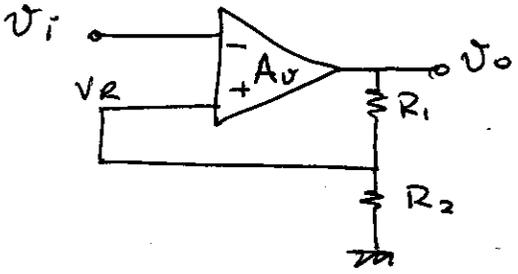
$$p_1 = \frac{\overline{v_o} - V_B}{V_A - V_B} \qquad p_2 = \frac{\overline{v_o} - V_A}{V_B - V_A}$$

$\overline{v_o} \to$ média de v_o

se $R >> \frac{1}{\omega C}$ $\quad v_c = \int \frac{v_o}{R} dt \; \frac{1}{C}$

$$v_c = \frac{1}{RC}\int_0^T v_o \, dt = \frac{T}{RC} \cdot \overline{v_o}$$

- comparador regenerativo (Schmitt Trigger) -
no comparador de malha aberta (sem realimentação) a faixa de transição é dada pelo ganho de tensão para sinal grande, A_v. Por exemplo, para o 741 $A_v \sim 200000$

$$\Delta v_i = \frac{30}{200000}$$

$$\Delta v_i = 0{,}15 \, mV$$

$$v_o = A_v (v_i - V_R)$$

Para acelerar a transição na saída podemos usar uma realimentação positiva, de modo que quando v_o cresça, $v_i - V_R$ cresça e v_o cresça mais ainda:

$$V_R = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_o = \beta v_o$$

$$v_o = A_v (V_R - v_i)$$
$(A_v > 0)$

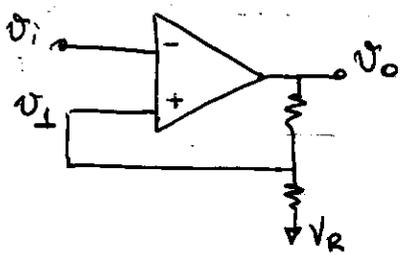
$$v_o = A_v (\beta v_o - v_i)$$

$$\boxed{v_o = \frac{-A_v}{\beta A_v - 1} v_i}$$

se $\beta A_v = 1 \Rightarrow$ ganho infinito $\Rightarrow v_i = \epsilon \quad v_o = {}^{+}15$

$\Rightarrow \quad v_i < V_R \qquad v_o = +15 = +V_o$
$\qquad v_i > V_R \qquad v_o = -15 = -V_o$

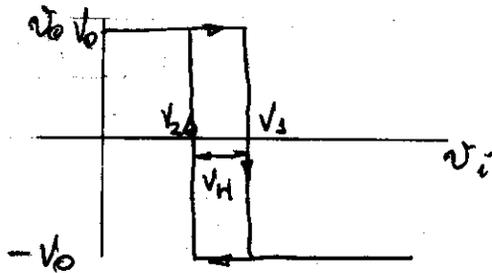
$$V_R = V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

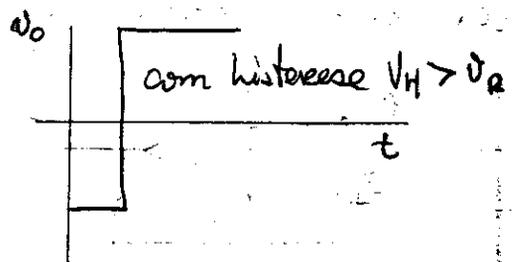
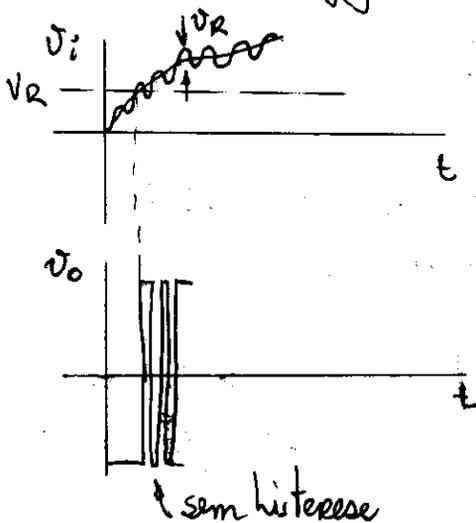
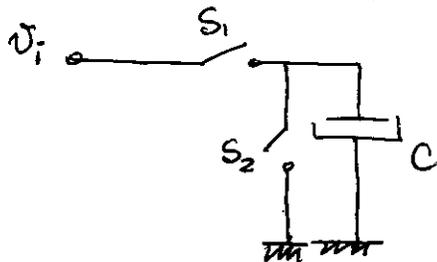
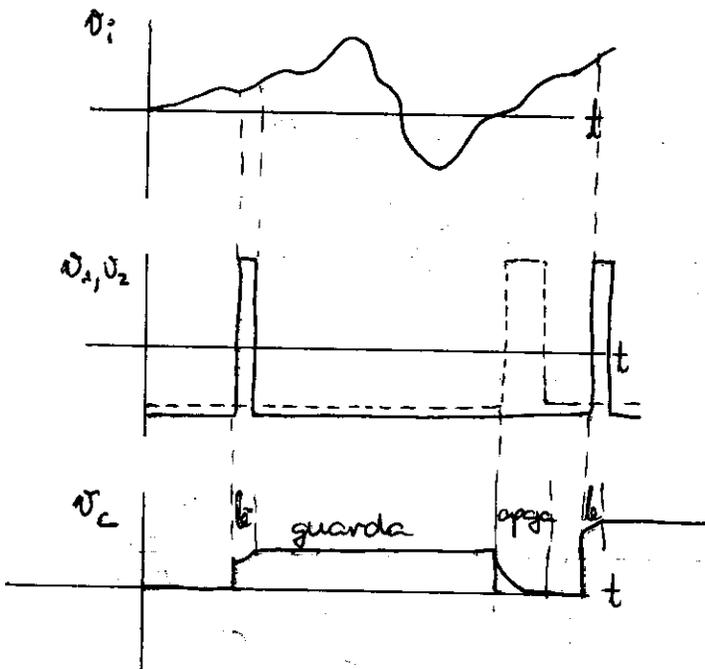
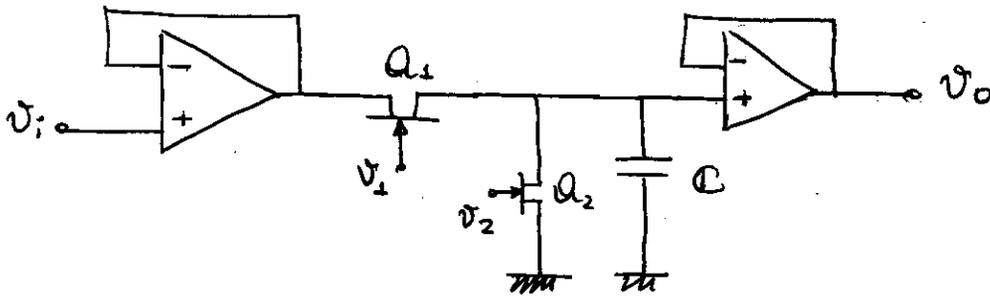
Se em vez de ligarmos R_2 à terra ligarmos a uma fonte V_R teremos:

$v_i > v_1 \Rightarrow v_o = -V_o$
$v_i < v_1 \Rightarrow v_o = +V_o$

Porém a transição na subida de v_i é diferente daquela na descida pois quando $v_i < v_1 \longrightarrow v_o = V_o$ e

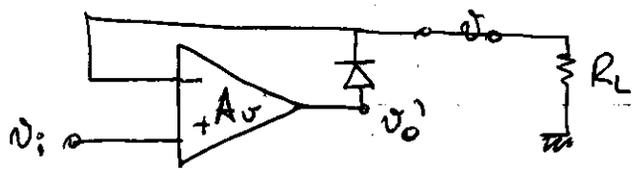
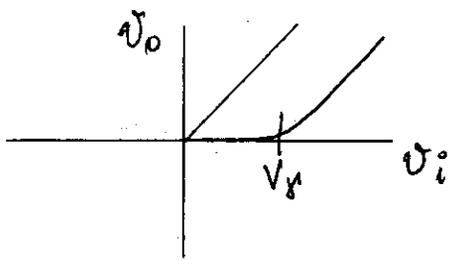
$$v_1 = \frac{R_1 V_R + R_2 V_o}{R_1 + R_2} = V_1$$

e quando $v_i > v_1 \longrightarrow v_o = -V_o$ e

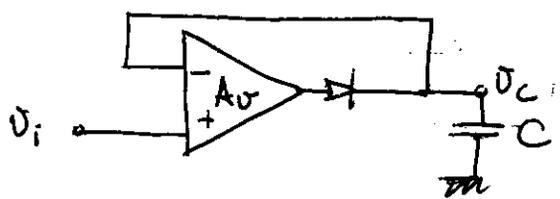
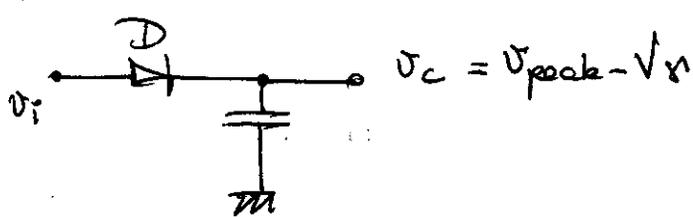
$$v_1 = \frac{R_1 V_R - R_2 V_o}{R_1 + R_2} = V_2$$

$V_1 > V_2 \longrightarrow$ histerese

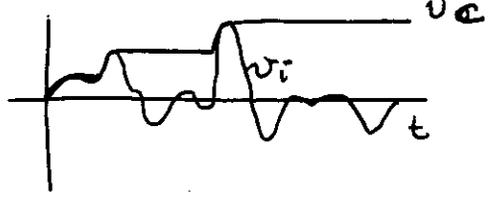
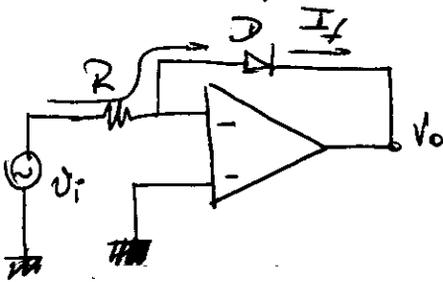
- aplicação: trigger de sinal ruidoso

b) <u>circuito de amostragem e memória</u> (sample and hold) - lê um sinal durante um curto intervalo de tempo e guarda o valor lido

S_1 fecha : lê
S_1 abre : guarda
S_2 fecha : reset

exemplo: boxcar averager

c) retificador de precisão: evita a voltagem V_γ do diodo retificador

$$v_o' < V_\gamma \longrightarrow I_L = 0 \longrightarrow v_o = 0$$

$$v_o' < V_\gamma \longrightarrow v_i A_v < V_\gamma \Rightarrow \boxed{v_i < \frac{V_\gamma}{A_v}}$$

- detetor de pico de precisão:

D

v_i $\quad v_c = v_{peak} - V_\gamma$

$$v_c = v_{peak} - \frac{V_\gamma}{A_v}$$

d) amplificador logarítmico.

$$I_f = I_0\left(e^{\frac{V_f}{\eta V_T}} - 1\right) \text{ - eq. diodo}$$

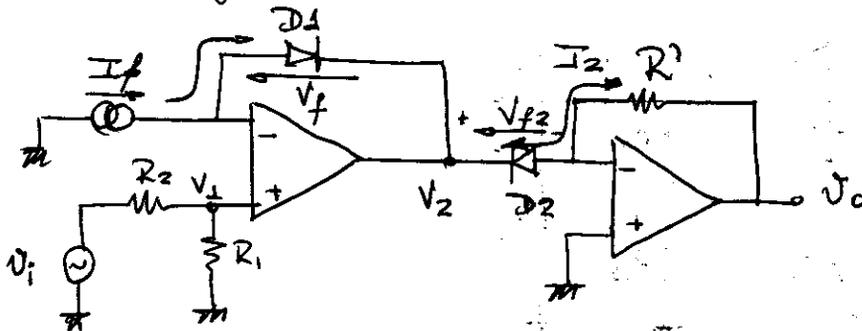
$$I_f \sim I_0\, e^{\frac{V_f}{\eta V_T}}$$

$$\Rightarrow \quad V_f = \eta V_T\left(\ln I_f - \ln I_0\right)$$

$$I_f = \frac{v_i}{R}$$

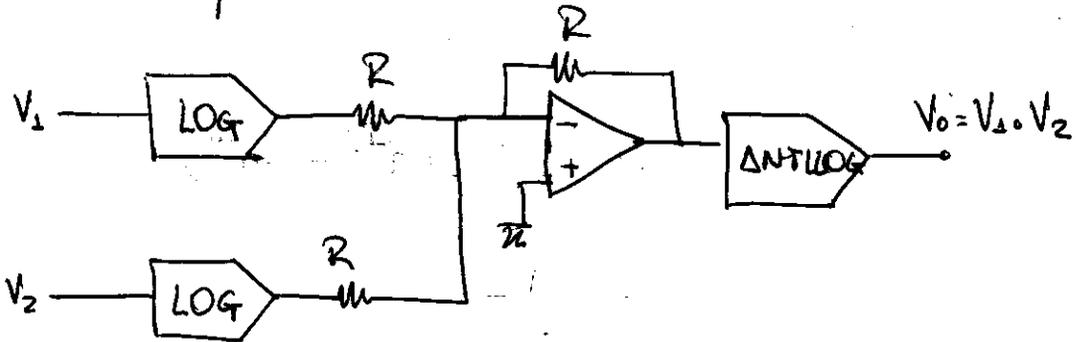
$$V_f = \eta V_T\left(\ln \frac{v_i}{R} - \ln I_0\right)$$

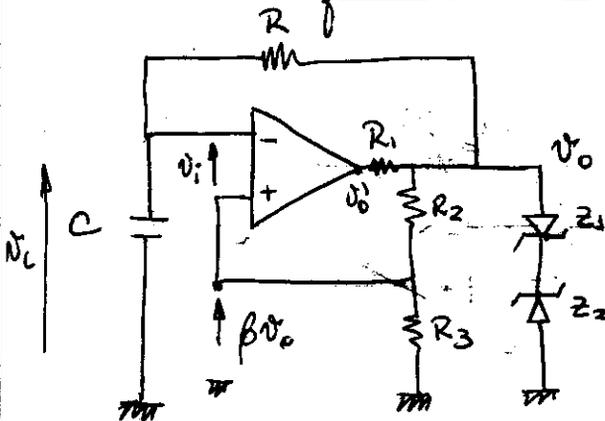
$$V_o = -V_f \Rightarrow \boxed{V_o = -\eta V_T\left(\ln v_i/R - \ln I_0\right)}$$

- antilog:

$$\begin{cases} V_2 = V_1 - V_f = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} v_i - \eta V_T\left(\ln I_f - \ln I_0\right) \\ V_2 = -V_{f2} = -\eta V_T\left(\ln I_2 - \ln I_0\right) \end{cases}$$

$$v_i \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \eta V_T \ln I_f/I_2 = \eta V_T \ln \frac{I_f R'}{v_o}$$

$$v_o = R' I_f \, ln^{-1}\left[-v_i\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\,\frac{1}{\eta V_T}\right)\right]$$

- multiplicador:

e) geradores de formas de onda

- onda quadrada

Neste circuito temos:

$v_i > 0 \Rightarrow v_o' = -V_{cc} \Rightarrow v_o = -V_Z$

$v_i < 0 \Rightarrow v_o' = +V_{cc} \Rightarrow v_o = +V_Z$

e: $v_i = v_c - \beta v_o$

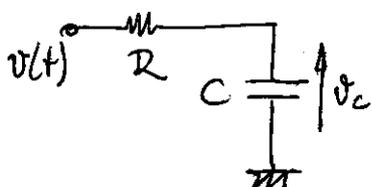
Analizaremos em dois casos separados já que há dois estados:

1) $v_i < 0$ e $v_o = +V_Z$

aí: $v_i = v_c - \beta V_Z$

e $v_c = V_Z [1 - (1+\beta) e^{-t/RC}]$

sendo que em $t=0$ a saída passou de $-V_Z$ a $+V_Z$

$v_c|_{t=0} = V_Z [1 - 1 - \beta] = -\beta V_Z$ ∴

$v(t)$ R C v_c

$v(t) = V_Z$ p/ $t > 0$

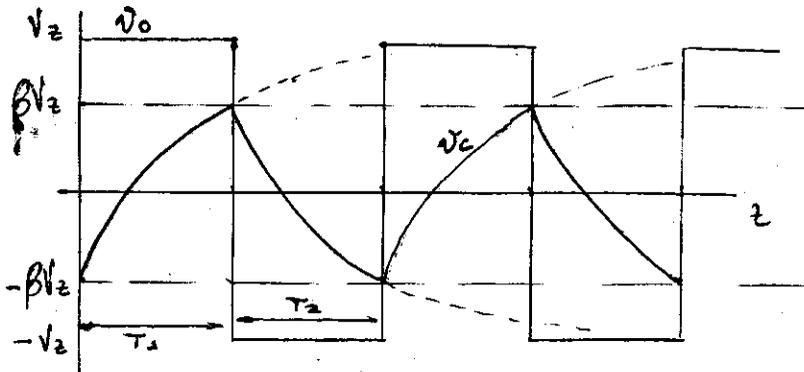
$v_c|_0 = -\beta V_Z$

$$\frac{q}{C} + R\frac{dq}{dt} = V_Z \qquad q(0) = -\beta V_Z C$$

$$q = A e^{-t/RC} + B \qquad \begin{cases} A + B = -\beta V_Z C \\ \frac{B}{C} = V_Z \end{cases}$$

$$q = CV_Z - (1+\beta) C V_Z e^{-t/RC}$$

$$v_c = V_Z (1 - (1+\beta) e^{-t/RC})$$

Com o crescimento de v_c, v_i cresce junto e quando $v_c \geq \beta V_Z$ v_i fica positivo e a saída vira $-V_Z$. Aí o capacitor começa a se carregar em direção a $-V_Z$ e v_i é dado por $v_i = v_c + \beta V_Z$. Quando v_c chegar a $-\beta V_Z$ v_i fica negativo e a saída muda de novo para $+V_Z$:

O periodo da oscilação é $T = T_1 + T_2$ e da formula para v_c tiramos $T_1 (= T_2)$

$$t = T_1 \rightarrow v_c = \beta V_z$$

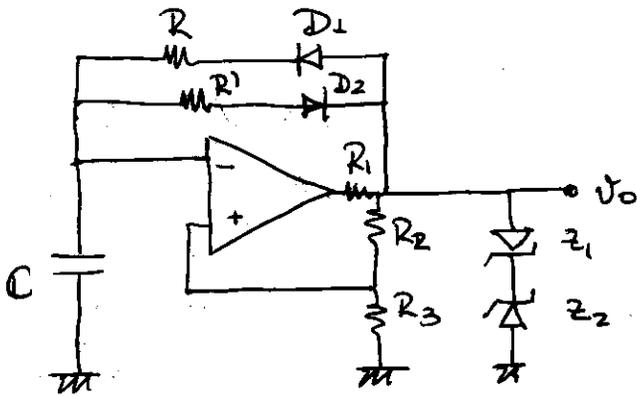
$$\beta V_z = V_z [1 - (1+\beta) e^{-T_1/RC}]$$

$$e^{-T_1/RC} = \frac{1-\beta}{1+\beta}$$

$$\frac{-T_1}{RC} = \ln \frac{1-\beta}{1+\beta}$$

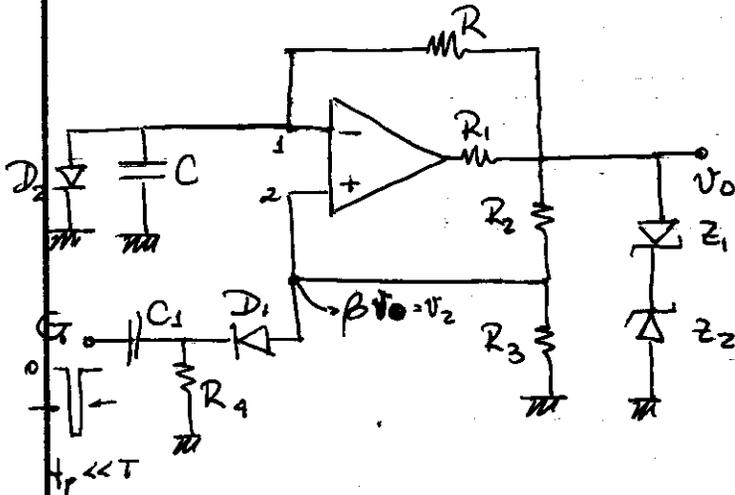
$$T_1 = RC \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

$$\boxed{T = 2RC \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}}$$

Quando se deseja uma onda assimétrica pode-se usar $V_{z1} \neq V_{z2}$ ou, o que é mais fácil de ajustar, pode-se fazer o capacitor carregar em velocidades diferentes na subida e na descida:

$$T_1 = RC \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

$$T_2 = R'C \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

$$T = (R+R')C \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

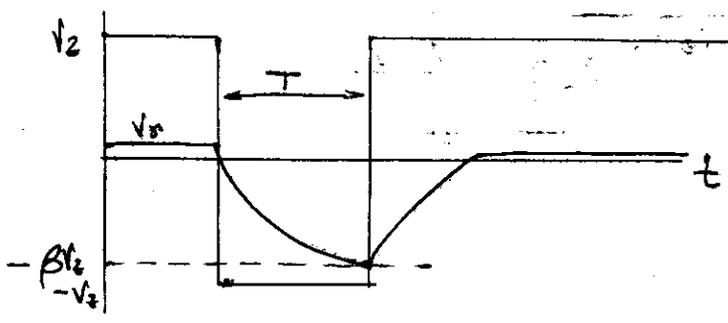
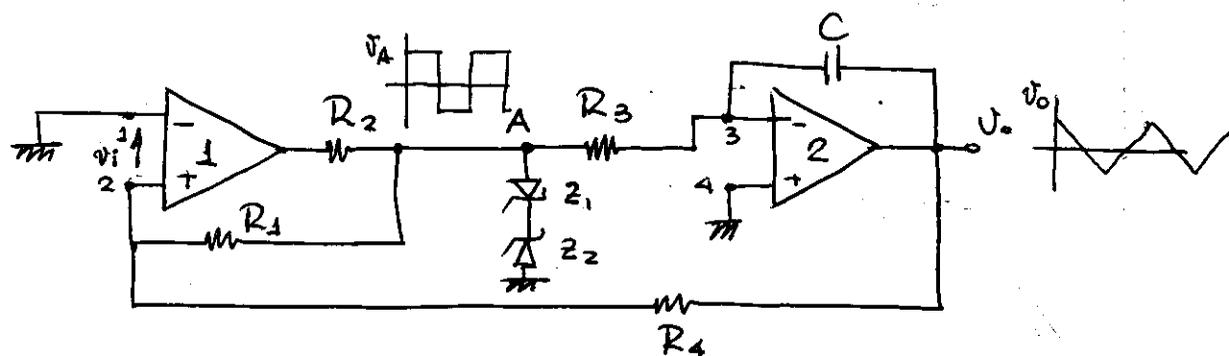
- ~~um~~ <u>monoestável</u> (gerador de pulsos gatilhado): este é um circuito que tem um estado estável e um quasistável. A transição do estado estável para o quasiestável é ~~foi~~ provocada por um pulso de gatilho, após o qual o sistema fica por algum tempo no estado quasiestável e depois volta ao estado estável.

O estado estável é quando $v_o = +V_z$, $v_c = V_\gamma \sim 0{,}7V$ e $v_i = 0{,}7 - \beta V_z < 0$ (é preciso projetar β para que $\beta V_z > 0{,}7V$).

O gatilho aplicado na entrada G, se tiver amplitude maior que $\beta V_z - 0{,}7$, fará v_i tornar-se positivo e a saída passa a $v_o = -V_z$. Aí o diodo D_2 corta e o capacitor começa a se carregar em direção a $-V_z$:

$$v_c(t) = -V_z\left[1 - \frac{(V_z + V_\gamma)}{V_z}\, e^{-t/RC}\right]$$

Aí: $v_2 = -\beta V_z$ e quando $v_c(T) = -\beta v_z$ a saída muda de novo para $v_o = V_z$. A duração do pulso é T:

$$v_c(T) = -\beta V_z = -V_z\left[1 - \frac{(V_z + V_\gamma)}{V_z}\, e^{-T/RC}\right]$$

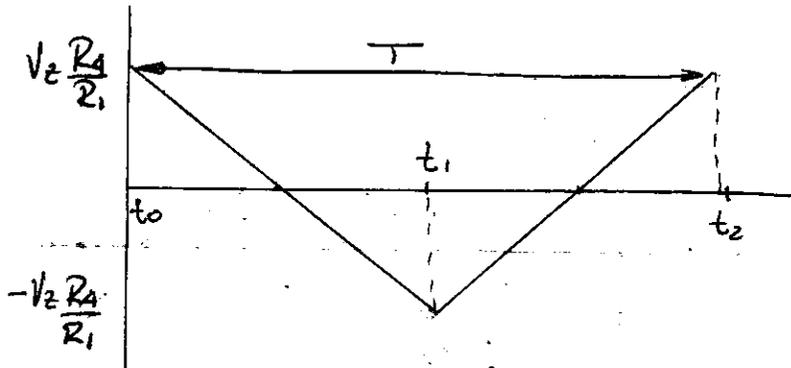
$$e^{-T/RC} = \frac{1+\beta}{1 + V_\gamma/V_z}$$

- <u>onda triangular</u>

Neste esquema o AmpOp 1 funciona como um comparador com realimentação positiva via R_1 e o AmpOp 2 é um integrador. A entrada do AO1 é $v_i = -v_2$. Se $v_i > 0$ $V_A = -V_Z$ e se $v_i < 0$ $V_A = +V_Z$. Quando $v_i > 0$, $V_A = -V_Z$ e a saída do integrador é uma rampa ascendente devido à inversão de sinal do integrador. Assim quando v_o cresce, v_2 cresce até o ponto de fazer <u>v_i</u> ficar negativo. Aí V_A vira $+V_Z$ e v_o passa a uma rampa descendente até que <u>v_i</u> fique positivo de novo.

Cálculo da frequencia:

$v_i < 0 \longrightarrow V_A = +V_Z$ $\qquad (v_i = -v_2)$

a corrente no integrador é $I^+ = \dfrac{V_Z}{R_3}$

a tensão na saída é: $v_o(t) = v_o(t_o) - \dfrac{V_Z}{R_3 C}(t - t_o)$

e v_2: $v_2 = \dfrac{V_Z R_4}{R_1 + R_4} + \dfrac{v_o(t) R_1}{R_1 + R_4}$

Para a transição acontecer em t_1, deve acontecer que $v_2(t_1) = 0$:

$$0 = +\frac{V_Z R_4}{R_1+R_4} + \frac{v_0(t_1) R_1}{R_1+R_4}$$

$$v_0(t_1) = -V_Z \frac{R_4}{R_1}$$

A partir daí, $v_i > 0$ e $V_A = -V_Z$:

$$I^- = -\frac{V_Z}{R_3}$$

$$v_0(t) = v_0(t_1) + \frac{V_Z}{R_3 C}(t - t_1)$$

$$v_2(t) = -\frac{V_Z R_4}{R_1+R_4} + \frac{v_0(t) R_1}{R_1+R_4}$$

Em t_2 acontece nova transição: $v_2 = 0$

$$v_0(t_2) = V_Z \frac{R_4}{R_1}$$

O período é $2(t_2 - t_1) = T$:

$$v_o(t_2) = \frac{V_z R_4}{R_1} = v_o(t_1) + \frac{V_z}{R_3 C}(t_2 - t_1)$$

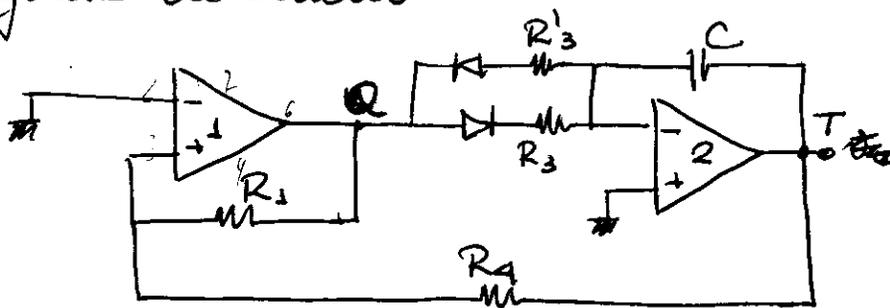
$$V_z \frac{R_4}{R_1} = -V_z \frac{R_4}{R_1} + \frac{V_z}{R_3 C}(t_2 - t_1)$$

$$\frac{T}{2} = t_2 - t_1 = 2\frac{R_4}{R_1} \cdot R_3 C$$

$$\boxed{T = \frac{4 R_4 R_3 C}{R_1}}$$

6ª Experiencia. Amp Op II

O objetivo é construir um gerador de onda quadrada e triangular com frequencia variável usando Amplificadores Operacionais

1. Para o circuito abaixo calcule os tempos de subida, t_s, e de descida, t_d da onda triangular de saída

2. Esquematize as formas de onda nos pontos Q e T do circuito

3. Calcule a amplitude da onda triangular.

4. Projete o circuito, usando Amp Op's µA741 de modo que:
   - a amplitude da onda triangular seja ±10V
   - o período seja ajustável entre aproximadamente 1,33 ms e 0,133 ms ($f = 750\,Hz$ a $7500\,Hz$)

5. Construa o circuito projetado, meça as saídas quadrada e triangular e compare os resultados com os requisitos do projeto

6. Meça o tempo de subida e de descida da onda quadrada e comente o resultado. Com base nesta medida, qual a maior frequencia que se pode esperar para operação deste tipo de circuito? Como este resultado é influenciado pelo "slew rate" do Amp Op usado?